TELEFUNKEN
LABORBUCH

FÜR ENTWICKLUNG,
WERKSTATT UND SERVICE

Band 1

TELEFUNKEN LABORBUCH

FÜR ENTWICKLUNG,
WERKSTATT UND SERVICE

BAND 1

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

Verlagsausgabe des TELEFUNKEN-Laborbuches für Röhren und Halbleiter

BAND 1

7. Ausgabe 1965

Herausgeber: TELEFUNKEN AG
Fachbereiche Röhren / Halbleiter, Ulm/Donau

Eine Gewähr dafür, daß die im TELEFUNKEN-LABORBUCH beschriebenen Schaltungen, Geräte und Verfahren frei von Schutzrechtsansprüchen sind, kann nicht übernommen werden.

Alle Rechte, insbesondere das Recht der Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten. Nachdruck und photomechanische Wiedergabe nur mit ausdrücklicher Genehmigung des Herausgebers.

Copyright 1957 by TELEFUNKEN AG, Ulm/Donau.

Druck: Brüder Hartmann, Berlin Printed in Germany

Das TELEFUNKEN-Laborbuch

Was ist es?

Eine Zusammenfassung der drei in den Röhrentaschenbüchern 1955, 1956 und 1957 enthaltenen Anhänge. Die Einzelaufsätze wurden zu diesem Zweck gründlich überarbeitet, um letzte Ergebnisse der sich stetig entwickelnden Technik berücksichtigen zu können.

Wie entstand es?

Aus der Zusammenarbeit vieler Laboringenieure. Sie steuerten die Resultate eigener theoretischer Überlegungen, experimenteller Arbeiten bei. Sie bemühten sich, Bekanntes, aber nicht immer Gegenwärtiges in eine zwar gedrängte, trotzdem übersichtliche und leicht verständliche Form zu bringen.

Kurz, sie wollten die trockenen Datentabellen der aktiven Bauelemente, also der Röhren und Halbleiter, durch Hinweise auf ihre Anwendung und die dazu notwendigen Grundlagen lebendig machen.

Was will es sein?

Ein Hilfsmittel für Labor, Werkstatt und Unterricht. Es will in gleicher Weise Anregungen für die Lösung spezieller Schaltaufgaben vermitteln wie auch Auskunft geben auf manche wichtige Frage der vielfältigen

Hochfrequenz- und Nachrichten-Technik,
Elektronik sowie der Elektro-Akustik.

Selbst aus der Laborpraxis entstanden, sei es ein Helfer für die Praxis in Labor und Werkstatt!

Inhalt

	Seite
Logarithmische Maße	7
Neper-Dezibel-Tafel	12
Winkel- und Hyperbel-Funktionen	13
Differentialrechnung	16
Integralrechnung	17
Näherungsgleichungen	21
Komplexe Werte	24
Wichtige Reihen	27
Fourier-Reihen	29
Zweiersystem	33
Vierpole – Grundsätzliches	35
Zusammenschalten von Vierpolen	45
Vierpole in Matrizendarstellung	49
Art des Vierpols und Koeffizientenbedingungen	54
Matrizen- und Determinantenrechnung	55
Amerikanische und englische Abkürzungen	59
Englische und amerikanische Einheiten	89
Physikalische Maßeinheiten	90
Zoll und Millimeter	92
Induktivität	93
Spulen- und Wicklungs-Eigenkapazität	102
Skin-Effekt	103
Doppelleitungen	106
Kapazität	112
Wellen und Frequenzen	116
Im Funkdienst benutzte Sendearten	117
Die deutschen Rundfunk- und Fernseh-Frequenzbereiche	120
Fernsehnormen	121

Seite

Physik der UKW- und Fernseh-Empfangsantennen 124
Eingangsüberhöhung 129
Elektron im elektrischen und magnetischen Feld 132
Resonanzkreise 143
Temperaturunabhängige Resonanzkreisfrequenz 146
Zf-Bandfilter 151
Werte der Kreise und Bandfilter für Rundfunk- und Fernseh-Empfänger 158
Frequenzbereiche der Musikinstrumente und des Gesanges 164
Lautstärken in Phon 165
Schallabstrahlung 166
Nf-Ausgangstransformatoren (-übertrager) für Röhren-Endstufen 174
Netztransformator 181
Draht-Tabelle 196
Photometrische Begriffe und Einheiten 198
Aufbau moderner Elektronen-Röhren 202
Hinweise für den „Umgang" mit Pico-Röhren 205
Gitterströme, Gitterableitwiderstand 208
Röhreneingangsleitwert 211
Die Röhre als aktiver Vierpol 214
Reaktanzröhre 221
Gegenkopplungen in Nf-Röhrenverstärkern 226
Laufzeitröhren 241
Überschlägiges Vorausberechnen eines Senders 247
Oszillator-Schaltungen mit Schwingkreisen 254
mit RC-Phasenschiebern 255
Schwing- und Verstärkerstufen mit Koaxialkreisen für die Röhren 2 C 39 A und 2 C 40 260
UKW-Teil für Batteriebetrieb 268
UKW-Teil mit Doppeltriode ECC 85 272
Mischschaltungen 276
Brückenschaltungen in selbstschwingender UKW-Mischstufe 284

Seite

Neutralisationsschaltungen 286
Zf-Verstärkerstufe für AM- und FM-Rundfunkempfänger 293
Ratiodetektor mit Röhrendioden 296
Ratiodetektor mit Germanium-Dioden 300
Nf-Eintakt-Endstufen mit Röhren 304
Übergang von Eintakt auf Gegentakt in Röhrenschaltungen 306
Nf-Gegentakt-Endstufen 310
Sperrschwinger und Multivibrator 318
Erzeugen der Betriebsspannungen für Oszillographenröhren 322
Ringmodulator 326
Quarze für die Nachrichtentechnik 329
Senderöhren-Kühlung 338
Messung der dynamischen Transistor-Kennwerte 342
Selbstschwingende Mischstufe und Zf-Verstärker mit Transistoren 350
Transistor-Nf-Verstärker mit Gegentakt-Endstufe 357
Glimmstrecken-(Röhren)-Spannungsstabilisator 383
Stichwörterverzeichnis 391

Logarithmische Maße

Dezibel und Bel

Das Dezibel ist ein logarithmisches Maß (ursprünglich) für Leistungsverhältnisse. Ähnlich wie das Dezimeter aus dem Meter geht es aus dem Bel hervor.

1 Bel bedeutet das Leistungsverhältnis 10 : 1 = 10

Das Dezibel (abgekürzt dB) ist ein Zehntel des Schrittes auf das Zehnfache. Jeder solcher Zehntelschritt wird durch einen — jeweils gleichen — Faktor dargestellt. Dieser beträgt:

$$1\ \text{dB} = \sqrt[10]{10} = 10^{\frac{1}{10}} = 10^{0,1} \approx 1{,}26$$

Demgemäß gehört zu einem Dezibel ein Leistungsverhältnis von etwa 1,26:1.

Bel- und Dezibelmaß sind also logarithmisch. Beide gründen sich auf die Briggsschen (oder gemeinen) Logarithmen (Basis 10).

Dem Verhältnis der Leistung P_1 zu der Leistung P_2 entsprechen

$$10 \lg (P_1 : P_2) \text{ Dezibel}$$

Für $P_1 > P_2$ gilt $P_1 : P_2 > 1$ und damit positives Dezibel-Vorzeichen.
Für $P_1 < P_2$ gilt $P_1 : P_2 < 1$ und damit negatives Dezibel-Vorzeichen.

Man benutzt Dezibel auch für Strom- und Spannungsverhältnisse. Hierbei dient aber im Grunde stets die Leistung als Ausgangspunkt. Meist stillschweigende, aber unbedingte Voraussetzung hierfür ist Gleichheit der Widerstände zu den zwei Strömen oder Spannungen. Damit verhalten sich die Spannungen oder Ströme wie die (Quadrat)-Wurzeln aus den zugehörigen Leistungen.

Begründung: $(I_1^2 \cdot R) : (I_2^2 \cdot R) = P_1 : P_2$ oder, mit R gekürzt, $I_1^2 : I_2^2 = P_1 : P_2$ oder $I_1 : I_2 = \sqrt{P_1 : P_2}$

Das heißt: Zum Verhältnis des Stromes I_1 zum Strom I_2 gehören

$$20 \lg (I_1 : I_2) \text{ Dezibel}$$

Entsprechendes gilt für Spannungsverhältnisse und ebenso z.B. für Schalldruck- und Schallschnelle-Verhältnisse.

Somit gehört zu einem Dezibel ein Strom- oder Spannungsverhältnis von nur etwa 1,12

$$\text{oder genau } \sqrt[20]{10} = 10^{0,05}$$

Es genügen Dezibeltabellen, die für Leistungen 0 bis ± 10 dB und für Ströme, Spannungen, Schalldrücke 0 bis ± 20 dB umfassen.

Für Leistungsverhältnisse bedeuten:

je 10 dB mehr — jeweils den Faktor 10
je 10 dB weniger — jeweils den Faktor 0,1

Für Strom-, Spannungs-, Schalldruck-Verhältnisse:

je 20 dB mehr — jeweils den Faktor 10
je 20 dB weniger — jeweils den Faktor 0,1

dB	$\frac{P_1}{P_2}$	$\frac{U_1}{U_2}$; $\frac{I_1}{I_2}$	dB	$\frac{P_1}{P_2}$	$\frac{U_1}{U_2}$; $\frac{I_1}{I_2}$	dB	$\frac{P_1}{P_2}$	$\frac{U_1}{U_2}$; $\frac{I_1}{I_2}$	dB	$\frac{P_1}{P_2}$	$\frac{U_1}{U_2}$; $\frac{I_1}{I_2}$
0	1,00	1,00	10	10	3,2	0	1,00	1,00	−10	0,100	0,32
1	1,26	1,12	11	12,6	3,5	− 1	0,79	0,89	−11	0,079	0,28
2	1,6	1,26	12	16	4,0	− 2	0,63	0,79	−12	0,063	0,25
3	2,0	1,4	13	20	4,5	− 3	0,50	0,71	−13	0,050	0,22
4	2,5	1,6	14	25	5,0	− 4	0,40	0,63	−14	0,040	0,20
5	3,2	1,8	15	32	5,6	− 5	0,32	0,56	−15	0,032	0,18
6	4,0	2,0	16	40	6,3	− 6	0,25	0,50	−16	0,025	0,16
7	5,0	2,2	17	50	7,1	− 7	0,20	0,45	−17	0,020	0,14
8	6,3	2,5	18	63	7,9	− 8	0,16	0,40	−18	0,016	0,126
9	7,9	2,8	19	79	8,9	− 9	0,13	0,35	−19	0,013	0,112
10	10	3,2	20	100	10	−10	0,10	0,32	−20	0,010	0,100

Beispiele:

Zu 36 dB gehört $P_1 : P_2 \approx 10 \cdot 10 \cdot 10 \cdot 4 = 4000$ (Leistungsverhältnis)

Zu -22 dB gehört $P_1 : P_2 \approx 0{,}1 \cdot 0{,}1 \cdot 0{,}63 = 0{,}0063$ (Leistungsverhältnis)

Zu 25 dB gehört $U_1 : U_2 \approx 10 \cdot 1{,}8 = 18$ (Spannungsverhältnis)

Zu -30 dB gehört $I_1 : I_2 \approx 0{,}1 \cdot 0{,}32 = 0{,}032$ (Stromverhältnis)

Rechnen mit dB:

Man muß stets beachten, daß es sich bei den dB um Leistungsverhältnisse handelt, wozu man sich merkt: 10 Dezibel = 1 Bel = zehnfache Leistung und 3 Dezibel = Leistungsverdopplung.

Beispiel einer Rechnung mit Dezibel: Jede einzelne von 6 untereinander gleichen Schallquellen möge in einem festgelegten Abstand eine um 5 dB höhere Schallleistungsdichte erzeugen als dort eine Vergleichsschallquelle. Das gibt für alle 6 zusammen, da 6fache Leistung, gemäß Tabelle einen Zuwachs um rund 8 dB oder gegenüber der einzelnen Vergleichsschallquelle 5 dB + 8 dB = 13 dB.

Mitunter mißt man unter gleichen Bedingungen zwei Wertverhältnisse in dB, woraus die zur Summe oder Differenz gehörenden dB zu gewinnen sind. Es gilt

für die Summe:						
Unterschied der Einzelwerte	dB	0...1	2...3	4	5...9	> 9
zum größeren Wert zuzuzählen	dB	3	2	1,5	1	0

für die Differenz:							
Gesamtwert über Einzelwert	dB	1	2	3	4...5	6...9	> 9
vom Gesamtwert abzuziehen	dB	7,5	4	3	2	1	0

Beispiele:

Getrennt werden gemessen 15 dB und 17 dB. Es interessieren die dB zur Summe aus beiden Werten. Der Unterschied beträgt 17 dB − 15 dB = 2 dB. Also gilt für die Summe 17 dB + 2 dB (aus Tabelle zu 2...3 dB Unterschied) = 19 dB.

Ein Störpegel wird mit 11 dB bestimmt. Der ohne Störpegel interessierende Meßwert beträgt unter Einschluß des Störpegels 16 dB. Also liegt der Gesamtwert 16 dB — 11 dB = 5 dB über dem Störpegel. Zu 4...5 dB gehören gemäß Tabelle 2 dB, die vom Gesamtwert abzuziehen sind. Resultat etwa 16 dB — 2 dB = 14 dB.

Neper

Das Neper (abgekürzt N) ist ein logarithmisches Maß (ursprünglich) für Spannungs- und Stromverhältnisse. Ein Neper bedeutet das e fache ($e = 2{,}718...$). Das Nepermaß gründet sich demgemäß auf die natürlichen Logarithmen. Dem Verhältnis einer Spannung U_1 zu einer Spannung U_2 bzw. eines Stromes I_1 zu einem Strom I_2 entsprechen

$$\ln (U_1 : U_2) \text{ Neper bzw. } \ln (I_1 : I_2) \text{ Neper}$$

Man kann das Nepermaß auch für Leistungsverhältnisse verwenden. Da sich die Leistungen — bei gleichem Widerstandswert — wie die Quadrate der Spannungen oder Ströme verhalten gilt hierbei für das Verhältnis der Leistung P_1 zur Leistung P_2

$$\frac{1}{2} \ln (P_1 : P_2) \text{ Neper}$$

Für $U_1 > U_2$, $I_1 > I_2$, $P_1 > P_2$ wird das Verhältnis > 1 und damit das Neper-Vorzeichen positiv.

Für $U_1 < U_2$, $I_1 < I_2$, $P_1 < P_2$ wird das Verhältnis < 1 und damit das Neper-Vorzeichen negativ.

Relativer und absoluter Pegel

Ursprünglich bedeuten Neper und Dezibel „relative Pegel" — also ausschließlich Wertverhältnisse. Angaben relativer Pegel lassen keine Schlüsse auf die tatsächlichen Höhen der einzelnen, zueinander ins Verhältnis gesetzten Werte zu.
Durch Festlegen des zweiten Verhältnisgliedes wird aus einem relativen Pegel der zugehörige „absolute Pegel". Für Neper gelten als zweite Verhältnisglieder (Bezugswerte)

Spannungsbezugswert	(Nullpegel)	775 mV
Strombezugswert	(Nullpegel)	1,29 mA
Leistungsbezugswert	(Nullpegel)	1 mW

Hierzu gehört ein Widerstand von 600 Ω.
0 Neper absoluter Pegel bedeutet also 775 mV bzw. 1,29 mA bzw. 1 mW zu 600 Ω und 1 Neper absoluter Pegel rund 2,72 mal soviel Strom oder Spannung bzw. $2{,}72^2$ mal soviel Leistung. Das sind rund 2,1 V oder 3,5 mA oder 7,39 mW zu ebenfalls 600 Ω.

Achtung: Für dB sind die absoluten Pegel uneinheitlich festgelegt. In USA gilt für dB vielfach:

Spannungsbezugswert	(Nullpegel)	1,73 V
Strombezugswert	(Nullpegel)	3,46 mA
Leistungsbezugswert	(Nullpegel)	3 mW

Dazu gehört ein Widerstand von 500 Ω.

Beispiel: —40 dB absoluter Pegel bedeutet mit den letztgenannten Bezugswerten z. B. eine Spannung von $1{,}73 \cdot 0{,}01 = 0{,}0173$ V oder 17,3 mV.

N	$\frac{U_1}{U_2}$; $\frac{I_1}{I_2}$	Abs. Pegel V	$\frac{P_1}{P_2}$	dB
0	1,0	0,775	1,0	0
0,1	1,105	0,856	1,221	0,87
0,2	1,221	0,946	1,492	1,74
0,3	1,350	1,046	1,822	2,61
0,4	1,492	1,156	2,226	3,47
0,5	1,649	1,278	2,718	4,34
0,6	1,822	1,412	3,320	5,21
0,7	2,014	1,560	4,055	6,08
0,8	2,226	1,725	4,953	6,95
0,9	2,460	1,906	6,050	7,81
1	2,718	2,106	7,389	8,69
1,1	3,004	2,328	9,025	9,55
1,2	3,320	2,573	11,02	10,4
1,3	3,669	2,843	13,46	11,3
1,4	4,055	3,143	16,44	12,2
1,5	4,482	3,473	20,09	13,0
1,6	4,953	3,838	24,53	13,9
1,7	5,475	4,242	29,96	14,8
1,8	6,050	4,689	36,60	15,6
1,9	6,686	5,182	44,70	16,5
2	7,389	5,726	54,60	17,4
2	7,389	5,726	54,60	17,4
2,2	9,025	6,994	81,45	19,1
2,4	11,02	8,540	121,5	21,0
2,6	13,46	10,43	181,3	22,6
2,8	16,44	12,74	270,4	24,3
3	20,09	15,58	403,4	26,1
3,2	24,53	19,01	601,8	27,8
3,4	29,96	23,22	897,8	29,5
3,6	36,60	28,36	1 339	31,3
3,8	44,70	34,64	1 998	33,0
4	54,60	42,31	2 981	34,7
4,2	66,69	51,7	4 447	36,5
4,4	81,45	63,1	6 634	38,2
4,6	99,48	77,1	9 897	40,0
4,8	121,5	94,2	14 770	41,7
5	148,5	115,3	22 030	43,4
5,2	181,3	140	32 860	45,2
5,4	221,4	171	49 020	46,9
5,6	270,4	209	73 130	48,6
5,8	330,3	256	109 100	50,4
6	403,4	312	162 750	52,1

N	$\frac{U_1}{U_2}$; $\frac{I_1}{I_2}$	Abs. Pegel mV
−0,1	0,905	700
−0,2	0,819	603
−0,3	0,741	573
−0,4	0,670	519
−0,5	0,606	469
−0,6	0,549	425
−0,7	0,497	384
−0,8	0,449	348
−0,9	0,407	315
−1	0,368	285
−1,1	0,333	258
−1,2	0,301	233
−1,3	0,273	211
−1,4	0,247	191
−1,5	0,223	173
−1,6	0,202	156
−1,7	0,182	141
−1,8	0,165	128
−1,9	0,150	116
−2	0,135	105
−2,1	0,123	94,9
−2,2	0,111	85,8
−2,3	0,100	77,7
−2,4	0,0907	70,2
−2,5	0,0821	63,6
−2,6	0,0743	57,5
−2,7	0,0672	52,1
−2,8	0,0608	47,1
−2,9	0,0550	42,6
−3	0,0498	38,5
−3,2	0,0408	31,6
−3,4	0,0334	25,8
−3,6	0,0273	21,1
−3,8	0,0224	17,3
−4	0,0183	14,2
−4,2	0,0150	11,6
−4,4	0,0123	9,52
−4,6	0,0101	7,82
−4,8	0,00823	6,37
−5	0,00674	5,22
−5,2	0,00552	4,28
−5,4	0,00452	3,50
−5,6	0,00369	2,86
−5,8	0,00302	2,34
−6	0,00248	1,92

Umrechnen zwischen Neper und Dezibel

Das Umrechnen von Neper in Dezibel setzt voraus, daß man das Strom- bzw. Spannungsverhältnis auf Grund der zugehörigen Widerstände in das Leistungsverhältnis umwandelt. Das Umrechnen von Dezibel auf Neper verlangt, daß man aus dem Leistungsverhältnis auf Grund der Widerstände das Strom- bzw. Spannungsverhältnis ableitet.
Gelten für beide Werte desselben Verhältnisses gleiche Widerstände, wie es für den absoluten Pegel mit seinen 600 Ω der Fall ist, so darf man die Umrechnungen, wie folgt, durchführen:

Angabe in Neper ≈ Angabe in Dezibel : 8,7
Angabe in Dezibel ≈ Angabe in Neper · 8,7

Beispiele:

− 22 dB ≈ − (22 : 8,7) N ≈ − 2,42 N
0,8 N ≈ 0,8 · 8,7 dB ≈ 7 dB

Es sei hier nochmals betont, daß ein solches Umrechnen zwischen Dezibel und Neper Gleichheit der Widerstände voraussetzt.

Beispiele:

1. Ein Verstärker habe einen Eingangswiderstand von 100 kΩ. Die verstärkte Spannung trete an einem Widerstand von 10 kΩ auf. Es handle sich um 30fache Spannungsverstärkung, entsprechend 3,4 N. Die zugehörige Leistungsverstärkung ergibt sich zu $30^2 \cdot 100 : 10 = 9000 : 1$, wozu etwa 39,5 dB gehören.

2. Es werde der Frequenzgang eines Leistungsverstärkers bestimmt, indem man ihn mit konstanter Eingangsspannung betreibt und zu einer Vielzahl von Frequenzen seine Ausgangsspannung mißt. Dies geschieht einmal mit einem reellen, frequenzunabhängigen Abschluß (Belastung durch einen Ohmschen Wirkwiderstand), und ein zweites Mal mit Lautsprecherbelastung.

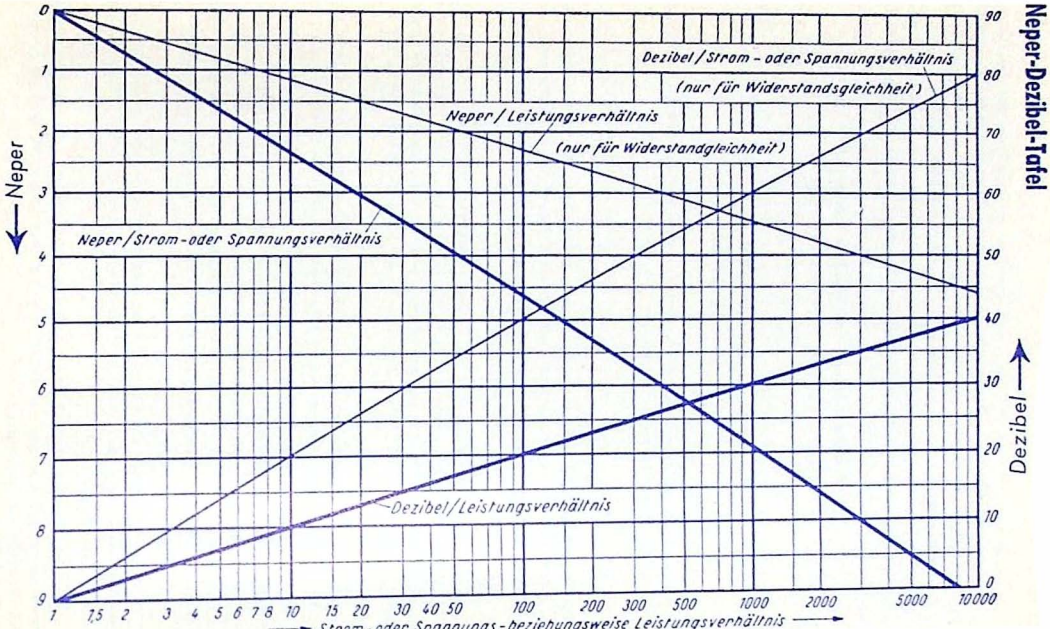
Für den ersten Fall lassen sich die gemessenen Ausgangsspannungen und damit der Frequenzgang sowohl in Dezibel wie auch in Neper darstellen. Ein Umrechnen zwischen Dezibel und Neper ist hier ohne weiteres möglich.

Für den zweiten Fall darf man hingegen lediglich Neper verwenden. Dem Umrechnen auf Dezibel steht entgegen, daß der komplexe Lautsprecherwiderstand nach Betrag und Phase frequenzabhängig ist. Ohne weitere Meßunterlagen (Frequenzgang des Lautsprecherwiderstandes nach Betrag und Phase) kann man somit von der Spannung nicht auf die Leistung schließen.

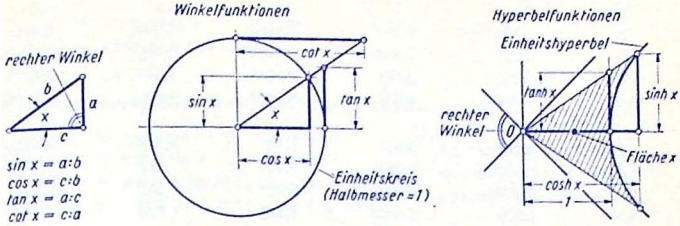
Im vorliegenden Beispiel handelt es sich im Ausgang üblicherweise um die Spannung. Folglich ist es zulässig, den Hinweis darauf wegzulassen, daß sich die Neper auf die Spannung beziehen.

Dort aber, wo Zweifel möglich sind und in allen Fällen, in denen die Neper nicht ohne weiteres in Dezibel umzurechnen sind, muß stets angegeben werden, ob die Neper Spannungs- oder Stromverhältnisse betreffen.

Neper-Dezibel-Tafel



Winkel- und Hyperbel-Funktionen



$x°$	x_{bogen}	sin x	cos x	tan x	cot x
0	0,0	0,0	1,0	0,0	
5	0,087	0,087	0,996	0,087	11,43
10	0,174	0,174	0,985	0,176	5,67
15	0,262	0,259	0,966	0,268	3,732
20	0,349	0,342	0,940	0,364	2,747
25	0,436	0,423	0,906	0,466	2,145
30	0,524	0,5	0,866	0,577	1,732
35	0,611	0,574	0,819	0,700	1,428
40	0,698	0,643	0,766	0,839	1,192
45	0,786 = $\pi/4$	0,707	0,707	1,0	1,0
50	0,873	0,766	0,643	1,192	0,839
55	0,960	0,819	0,574	1,428	0,700
60	1,047	0,866	0,5	1,732	0,577
65	1,137	0,906	0,423	2,145	0,466
70	1,222	0,940	0,342	2,747	0,364
75	1,309	0,966	0,259	3,732	0,268
80	1,396	0,985	0,174	5,67	0,176
85	1,484	0,996	0,087	11,43	0,087
90	1,571 = $\pi/2$	1,0	0,0	∞	0,0

$$\sinh x = \frac{1}{2}(e^x - e^{-x})$$

$$\cosh x = \frac{1}{2}(e^x + e^{-x})$$

$$\sinh x + \cosh x = e^x$$

$$\cosh x - \sinh x = e^{-x}$$

$$\sinh(-x) = -\sinh x$$

$$\cosh(-x) = +\cosh x$$

$$\tanh x = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$$

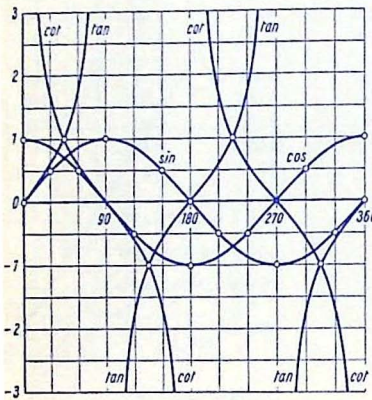
$$\coth x = \frac{1}{\tanh x} = \frac{e^x + e^{-x}}{e^x - e^{-x}}$$

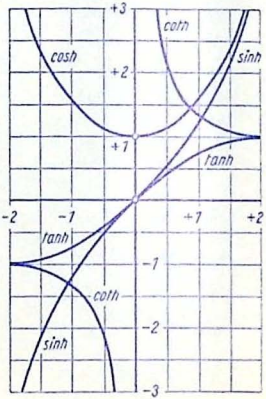
$$\cos^2 h\, x - \sin^2 h\, x = 1$$

$$\tanh(-x) = -\tanh x$$

$$\coth(-x) = -\coth x$$

x	e^x	e^{-x}	sinh x	cosn x	tanh x
0	1,0	1,0	0,0	1,0	0,0
0,1	1,105	0,905	0,1002	1,005	0,0997
0,2	1,221	0,819	0,2013	1,020	0,1973
0,3	1,350	0,741	0,3045	1,045	0,2913
0,4	1,492	0,670	0,4107	1,081	0,3800
0,5	1,649	0,607	0,521	1,128	0,4621
0,6	1,822	0,549	0,637	1,185	0,537
0,7	2,014	0,4966	0,759	1,255	0,604
0,8	2,226	0,4493	0,888	1,337	0,664
0,9	2,460	0,4066	1,027	1,433	0,716
1,0	2,718	0,3679	1,175	1,543	0,762
1,2	3,320	0,3012	1,509	1,812	0,834
1,4	4,055	0,2466	1,904	2,151	0,855
1,6	4,953	0,2019	2,376	2,577	0,921
1,8	6,050	0,1653	2,942	3,107	0,947
2,0	7,39	0,1353	3,627	3,762	0,964
2,5	12,18	0,0820	6,05	6,13	0,987
3,0	20,09	0,04979	10,02	10,07	0,955
4,0	54,6	0,01832	27,29	27,31	0,999
5,0	148,4	0,00674	74,2	74,2	1,000





Beziehungen zwischen Funktionen desselben Winkels:

$\sin^2 x + \cos^2 x = 1$ $\qquad \tan x = \sin x / \cos x$ $\qquad 1 + \tan^2 x = 1/\cos^2 x$

$1 + \cot^2 x = 1/\sin^2 x$ $\qquad \sin x = \sqrt{1 - \cos^2 x}$ $\qquad \cos x = \sqrt{1 - \sin^2 x}$

$\cot x = 1/\tan x = \cos x / \sin x$

Beziehungen zwischen Funktionen zweier Winkel:

$$\begin{aligned}
\sin(\alpha \pm \beta) &= \sin\alpha\cos\beta \pm \cos\alpha\sin\beta \\
\cos(\alpha \pm \beta) &= \cos\alpha\cos\beta \mp \sin\alpha\sin\beta \\
\tan(\alpha \pm \beta) &= [\tan\alpha \pm \tan\beta] : [1 \mp \tan\alpha \cdot \tan\beta] \\
\cot(\alpha \pm \beta) &= [\cot\alpha \cot\beta \mp 1] : [\cot\beta \pm \cot\alpha]
\end{aligned}$$

} für Hyperbelfunktionen ganz rechts stehende $\pm$ bzw. $\mp$ umgekehrt, also $\mp$ bzw. $\pm$

$$\sin\alpha\sin\beta = \frac{1}{2}\cdot\cos(\alpha-\beta) - \frac{1}{2}\cdot\cos(\alpha+\beta)$$

$$\cos\alpha\cos\beta = \frac{1}{2}\cdot\cos(\alpha-\beta) + \frac{1}{2}\cdot\cos(\alpha+\beta)$$

$$\sin\alpha\cos\beta = \frac{1}{2}\cdot\sin(\alpha+\beta) + \frac{1}{2}\cdot\sin(\alpha-\beta)$$

$$\sin\alpha + \sin\beta = 2\sin\frac{\alpha+\beta}{2}\cdot\cos\frac{\alpha-\beta}{2}$$

$$\sin\alpha - \sin\beta = 2\cos\frac{\alpha+\beta}{2}\cdot\sin\frac{\alpha-\beta}{2}$$

$$\cos\alpha + \cos\beta = 2\cos\frac{\alpha+\beta}{2}\cdot\cos\frac{\alpha-\beta}{2}$$

$$\cos\alpha - \cos\beta = -2\sin\frac{\alpha+\beta}{2}\cdot\sin\frac{\alpha-\beta}{2}$$

$$\sin^2\alpha - \sin^2\beta = \sin(\alpha+\beta)\cdot\sin(\alpha-\beta)$$

$$\cos^2\alpha - \sin^2\beta = \cos(\alpha+\beta)\cdot\cos(\alpha-\beta)$$

Vielfache und Teile eines Winkels

$\sin 2x = 2\sin x\cos x$ $\qquad \sin x = 2\sin\frac{x}{2}\cos\frac{x}{2}$

$\cos 2x = 1 - 2\sin^2 x = 2\cos^2 x - 1$

$$\sin\frac{x}{2} = \frac{1}{2}\cdot\left(\sqrt{1+\sin x} - \sqrt{1-\sin x}\right)$$

$$\cos\frac{x}{2} = \frac{1}{2}\cdot\left(\sqrt{1+\sin x} + \sqrt{1-\sin x}\right)$$

x	0°	30°	45°	60°	90°	180°	270°	360°
$\sin x$	0	0,5	0,707	0,866	1	0	−1	0
$\cos x$	1	0,866	0,707	0,5	0	−1	0	1
$\tan x$	0	0,577	1	1,732	∞	0	∞	0
$\cot x$	∞	1,732	1	0,577	0	∞	0	∞

Differentialrechnung

Differentialquotient

Der Differentialquotient einer Funktion y von x stellt allgemein den jeweiligen Wert der „Geschwindigkeit" dar, mit der sich y in Abhängigkeit von x ändert. Ist etwa y ein Weg und x die Zeit, so handelt es sich um die Bewegungsgeschwindigkeit. Bedeutet y z.B. ein mit einer Wicklung verkettetes Magnetfeld und x die Zeit, so ist der Differentialquotient hier die (zeitliche) Änderungsgeschwindigkeit des Magnetfeldes.

Schreibweise

Den Differentialquotienten von $y = f(x)$ d. h. die „(erste)Ableitung" der Funktion y von x schreibt man

$$\frac{dy}{dx} = y' = \frac{d\,f(x)}{dx} = f'(x)$$

Einige Differentialquotienten

$y =$	a	x^m	e^x	a^x	$\ln x$	$\lg x$
$y' =$	0	$m\,x^{m-1}$	e^x	$a^x \ln a$	$\frac{1}{x}$	$\frac{1}{x} \lg e \approx \frac{1}{x}\,0{,}434$

$y =$	$\sin x$	$\cos x$	$\tan x$	$\cot x$	$\arcsin x$	$\arccos x$
$y' =$	$\cos x$	$-\sin x$	$\frac{1}{\cos^2 x}$	$-\frac{1}{\sin^2 x}$	$\frac{1}{\sqrt{1-x^2}}$	$-\frac{1}{\sqrt{1-x^2}}$

$y =$	$\sinh x$	$\cosh x$	$\tanh x$	$\coth x$	$\operatorname{arc\,tan} x$	$\operatorname{arc\,cot} x$
$y' =$	$\cosh x$	$\sinh x$	$1-\tanh^2 x$	$1-\coth^2 x$	$\frac{1}{1+x^2}$	$-\frac{1}{1+x^2}$

Differentiationsregeln:

Es sollen u, v, w differentierbare Funktionen von x bedeuten: $u = u(x)$, $v = v(x)$, $w = w(x)$.

$y =$	$u + v + w$	$u \cdot v$	$u \cdot v \cdot w$	$\frac{u}{v}$
$y' =$	$u' + v' + w'$	$u\,v' + v\,u'$	$u' \cdot v \cdot w + u \cdot v' \cdot w + u \cdot v \cdot w'$	$\frac{v\,u' - u\,v'}{v^2}$

Es sei $y = f(u)$, wobei $u = u(v)$, $v = v(w)$, $w = w(x)$. Damit gilt

$$y' = f'(u) = \frac{dy}{du} \cdot \frac{du}{dv} \cdot \frac{dv}{dw} \cdot \frac{dw}{dx}$$

Falls $x = g(y)$ die Umkehrfunktion (die inverse Funktion) von $y = f(x)$ darstellt, besteht die Beziehung

$$g'(y) = \frac{1}{f'(x)}$$

Integralrechnung

Grundintegrale

Die Ergebnisse der Integration sind bei diesen hier unbestimmten Integralen bis auf eine zunächst noch nicht festliegende hinzuzuzählende Konstante angegeben. Diese Konstante, die Integrationskonstante C oder K, ist in der folgenden Aufstellung weggelassen.

$$\int x^n \, dx = \frac{x^{n+1}}{n+1} \; ; \; (n \neq -1)$$

$$\int \frac{dx}{x} = \ln x$$

$$\int \sqrt{x} \, dx = \frac{2}{3} x \sqrt{x}$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{x}} = 2 \sqrt{x}$$

$$\int e^x \, dx = e^x$$

$$\int a^x \, dx = \frac{a^x}{\ln a}$$

$$\int e^{nx} \, dx = \frac{1}{n} e^{nx}$$

$$\int e^{-x} \, dx = -e^{-x}$$

$$\int \ln x \, dx = x \ln x - x$$

$$\int \frac{\ln x}{x} \, dx = \frac{1}{2} (\ln x)^2$$

$$\int \frac{(\ln x)^2}{x} \, dx = \frac{1}{3} (\ln x)^3$$

$$\int \frac{dx}{x \ln x} = \ln \ln x$$

$$\int \sin x \, dx = -\cos x$$

$$\int \cos x \, dx = \sin x$$

$$\int \tan x \, dx = -\ln \cos x$$

$$\int \cot x \, dx = \ln \sin x$$

$$\int x \sin x \, dx = \sin x - x \cdot \cos x$$

$$\int x \cos x \, dx = \cos x + x \cdot \sin x$$

$$\int \frac{dx}{\sin x} = \ln \tan \frac{x}{2}$$

$$\int \frac{dx}{\cos x} = \ln \tan \left(\frac{x}{2} + \frac{\pi}{4} \right)$$

$$\int \sin (ax) \, dx = -\frac{1}{a} \cos (ax)$$

$$\int \cos (ax) \, dx = \frac{1}{a} \sin (ax)$$

$$\int \sin^2 x \, dx = \frac{x}{2} - \frac{1}{4} \sin (2x)$$

$$\int \cos^2 x \, dx = \frac{x}{2} + \frac{1}{4} \sin (2x)$$

$$\int \frac{dx}{\sin^2 x} = -\cot x \qquad \int \frac{dx}{\cos^2 x} = \tan x$$

$$\int \sin(\alpha x + \beta)\, dx = -\frac{1}{\alpha}\cos(\alpha x + \beta)$$

$$\int \frac{dx}{\sin x \cos x} = \ln(\tan x)$$

$$\int \sin x \cdot \sin(x - \varphi)\, dx = \frac{\cos\varphi}{2}(x - \sin x \cos x) - \frac{\sin\varphi}{2}\sin^2 x$$

$$\int e^x \sin(ax)\, dx = \frac{1}{1 + a^2} e^x \Big(\sin(ax) - a\cos(ax)\Big)$$

$$\int e^x \cos(ax)\, dx = \frac{1}{1 + a^2} e^x \Big(\cos(ax) + a\sin(ax)\Big)$$

$$\int \sin^2(ax)\, dx = \frac{1}{2}x - \frac{1}{4a}\sin(2ax)$$

$$\int \cos^2(ax)\, dx = \frac{1}{2}x + \frac{1}{4a}\sin(2ax)$$

$$\int \sin(ax)\cos(ax)\, dx = \frac{1 - \cos(2ax)}{4a}$$

$$\int \sinh x\, dx = \cosh x \qquad \int \frac{dx}{\cosh^2 x} = \tanh x$$

$$\int \cos x\, dx = \sinh x \qquad \int \frac{dx}{\sinh^2 x} = -\coth x$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{1 - x^2}} = \arcsin x \quad \text{oder} = -\arccos x$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{a^2 - x^2}} = \arcsin\frac{x}{a} \quad \text{oder} = -\arccos\frac{x}{a}$$

$$\int \frac{dx}{1+x^2} = \arctan x \qquad \text{oder} = -\operatorname{arc\,cot} x$$

$$\int \frac{dx}{a^2+x^2} = \frac{1}{a}\arctan\frac{x}{a} \qquad \text{oder} = -\frac{1}{a}\operatorname{arc\,cot}\frac{x}{a}$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{1+x^2}} = \operatorname{ar\,sinh} x = \ln\left(x+\sqrt{1+x^2}\right)$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{x^2-1}} = \operatorname{ar\,cosh} x = \ln\left(x+\sqrt{x^2-1}\right)$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{1-x^2}} = \arcsin x$$

$$\int \frac{dx}{(x-a)(x-b)} = \frac{1}{a-b}\ln\frac{x-a}{x-b}$$

$$\int \frac{dx}{x^2-a^2} = \frac{1}{2a}\ln\frac{x-a}{x+a}$$

$$\int (ax+b)^n\,dx = \frac{1}{(n+1)a}(ax+b)^{n+1}$$

$$\int \frac{dx}{ax+b} = \frac{1}{a}\ln(ax+b)$$

$$\int \sqrt{ax+b}\,dx = \frac{2}{3a}\sqrt{(ax+b)^3}$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{ax+b}} = \frac{2}{a}\sqrt{ax+b}$$

$$\int (ax+b)^3 x\,dx = \frac{1}{8a}(ax^2+b)^4$$

$$\int \sqrt{a^2+x^2}\cdot x\,dx = \frac{1}{3}\sqrt{(a^2+x^2)^3}$$

$$\int \frac{x\,dx}{\sqrt{a^2-x^2}} = -\sqrt{a^2-x^2}$$

$$\int \frac{dx}{\sin^2 x} = -\cot x \qquad \int \frac{dx}{\cos^2 x} = \tan x$$

$$\int \sin(\alpha x + \beta)\, dx = -\frac{1}{\alpha}\cos(\alpha x + \beta)$$

$$\int \frac{dx}{\sin x \cos x} = \ln(\tan x)$$

$$\int \sin x \cdot \sin(x - \varphi)\, dx = \frac{\cos\varphi}{2}(x - \sin x \cos x) - \frac{\sin\varphi}{2}\sin x$$

$$\int e^x \sin(ax)\, dx = \frac{1}{1 + a^2} e^x \Big(\sin(ax) - a\cos(ax)\Big)$$

$$\int e^x \cos(ax)\, dx = \frac{1}{1 + a^2} e^x \Big(\cos(ax) + a\sin(ax)\Big)$$

$$\int \sin^2(ax)\, dx = \frac{1}{2}x - \frac{1}{4a}\sin(2ax)$$

$$\int \cos^2(ax)\, dx = \frac{1}{2}x + \frac{1}{4a}\sin(2ax)$$

$$\int \sin(ax)\cos(ax)\, dx = \frac{1 - \cos(2ax)}{4a}$$

$$\int \sinh x\, dx = \cosh x \qquad \int \frac{dx}{\cosh^2 x} = \tanh x$$

$$\int \cos x\, dx = \sinh x \qquad \int \frac{dx}{\sinh^2 x} = -\coth x$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{1 - x^2}} = \arcsin x \quad \text{oder} = -\arccos x$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{a^2 - x^2}} = \arcsin\frac{x}{a} \quad \text{oder} = -\arccos\frac{x}{a}$$

$$\int \frac{dx}{1+x^2} = \arctan x \qquad \text{oder} = -\operatorname{arc\,cot} x$$

$$\int \frac{dx}{a^2+x^2} = \frac{1}{a}\arctan\frac{x}{a} \qquad \text{oder} = -\frac{1}{a}\operatorname{arc\,cot}\frac{x}{a}$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{1+x^2}} = \operatorname{ar\,sinh} x = \ln\left(x+\sqrt{1+x^2}\right)$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{x^2-1}} = \operatorname{ar\,cosh} x = \ln\left(x+\sqrt{x^2-1}\right)$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{1-x^2}} = \arcsin x$$

$$\int \frac{dx}{(x-a)(x-b)} = \frac{1}{a-b}\ln\frac{x-a}{x-b}$$

$$\int \frac{dx}{x^2-a^2} = \frac{1}{2a}\ln\frac{x-a}{x+a}$$

$$\int (ax+b)^n\,dx = \frac{1}{(n+1)a}(ax+b)^{n+1}$$

$$\int \frac{dx}{ax+b} = \frac{1}{a}\ln(ax+b)$$

$$\int \sqrt{ax+b}\,dx = \frac{2}{3a}\sqrt{(ax+b)^3}$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{ax+b}} = \frac{2}{a}\sqrt{ax+b}$$

$$\int (ax+b)^3 x\,dx = \frac{1}{8a}(ax^2+b)^4$$

$$\int \sqrt{a^2+x^2}\cdot x\,dx = \frac{1}{3}\sqrt{(a^2+x^2)^3}$$

$$\int \frac{x\,dx}{\sqrt{a^2-x^2}} = -\sqrt{a^2-x^2}$$

Für $y = ax^2 + bx + c$ gelten folgende Zusammenhänge:

$$\int \frac{dx}{\sqrt{y}} = \frac{1}{2\sqrt{a}} \ln \frac{2ax + b + 2\sqrt{a}\sqrt{y}}{2ax + b - 2\sqrt{a}\sqrt{y}} \qquad \text{zu } a > 0$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{y}} = \frac{2}{b}\sqrt{y} \qquad \text{zu } a = 0$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{y}} = \frac{-1}{\sqrt{-a}} \arctan \frac{2ax + b}{2\sqrt{-a}\sqrt{y}} \qquad \text{zu } a < 0$$

$$\int \frac{x^n}{\sqrt{y}}\,dx = \frac{1}{na} x^{n-1}\sqrt{y} - \frac{2n-1}{2n}\frac{b}{a}\int \frac{x^{n-1}}{\sqrt{y}}\,dx - \frac{n-1}{n}\frac{c}{a}\int \frac{x^{n-2}}{\sqrt{y}}\,dx$$

$$\int x^n \sqrt{y}\,dx = a\int \frac{x^{n+2}}{\sqrt{y}}\,dx + b\int \frac{x^{n+1}}{\sqrt{y}}\,dx + c\int \frac{x^n}{\sqrt{y}}\,dx$$

$$\int \frac{dx}{x\sqrt{y}} = -\frac{1}{2\sqrt{c}} \ln \frac{2c + bx + 2\sqrt{c}\sqrt{y}}{2c + bx - 2\sqrt{c}\sqrt{y}} \qquad \text{zu } c > 0$$

$$\int \frac{dx}{x\sqrt{y}} = -\frac{2\sqrt{y}}{bx} \qquad \text{zu } c = 0$$

$$\int \frac{dx}{x\sqrt{y}} = \frac{1}{\sqrt{-c}} \arctan \frac{2c + bx}{2\sqrt{-c}\sqrt{y}} \qquad \text{zu } c < 0$$

$$\int \frac{dx}{x^n\sqrt{y}} = -\frac{1}{n-1}\frac{1}{c}\frac{\sqrt{y}}{x^{n-1}} - \frac{n-2}{n-1}\frac{a}{c}\int \frac{dx}{x^{n-2}\sqrt{y}} - \frac{2n-3}{2n-2}\frac{b}{c}\int \frac{dx}{x^{n-1}\sqrt{y}}$$

$$\int \frac{\sqrt{y}}{x^n}\,dx = a\int \frac{dx}{x^{n-2}\sqrt{y}} + b\int \frac{dx}{x^{n-1}\sqrt{y}} + c\int \frac{dx}{x^n\sqrt{y}}$$

Integrationsregeln

Ein konstanter Faktor (hier A) kann vor das Integral gezogen werden:

$$\int A\, f(x)\,dx = A\int f(x)\,dx$$

$$\int \{ f_1(x) + f_2(x) \}\,dx = \int f_1(x)\,dx + \int f_2(x)\,dx \qquad \int u\,dv = uv - \int v\,du$$

Näherungsgleichungen

Ein Anwenden der Reihen ist mit dem dadurch möglichen Aufstellen von Näherungsgleichungen gegeben. Diese gelten für kleine Werte von x und entstehen dadurch, daß die Glieder höherer Ordnung von x gegen das lineare Glied von x vernachlässigt werden.

Es gilt in diesem Sinne für $x \ll 1$:

$$(1 \pm x)^{\frac{p}{q}} \approx 1 \pm x \cdot \frac{p}{q}$$

und hieraus im einzelnen z.B.:

Ausdruck für $1 \geqslant x \gtrsim 0$	Näherungswert	Näherungswert ist absolut	Werte für x zu folgenden Fehlerprozenten 1%	2%	5%	10%
$(1+x)^2$	$\approx 1 + 2x$	zu klein	0,11	0,16	0,29	0,47
$(1-x)^2$	$\approx 1 - 2x$	zu klein	0,09	0,12	0,18	0,24
$(1+x)^3$	$\approx 1 + 3x$	zu klein	0,06	0,09	0,16	0,24
$(1-x)^3$	$\approx 1 - 3x$	zu klein	0,05	0,07	0,11	0,15
$\sqrt{1+x}$	$\approx 1 + 0{,}5\,x$	zu groß	0,32	0,50	0,88	1,4
$\sqrt{1-x}$	$\approx 1 - 0{,}5\,x$	zu groß	0,25	0,33	0,47	0,59
$\frac{1}{1+x}$	$\approx 1 - x$	zu klein	0,10	0,14	0,22	0,32
$\frac{1}{1-x}$	$\approx 1 + x$	zu klein	0,10	0,14	0,22	0,32
$\frac{1}{(1+x)^2}$	$\approx 1 - 2x$	zu klein	0,06	0,08	0,12	0,17
$\frac{1}{(1-x)^2}$	$\approx 1 + 2x$	zu klein	0,06	0,08	0,14	0,20
$\frac{1}{\sqrt{1+x}}$	$\approx 1 - 0{,}5\,x$	zu klein	0,17	0,24	0,39	0,56
$\frac{1}{\sqrt{1-x}}$	$\approx 1 + 0{,}5\,x$	zu klein	0,16	0,22	0,34	0,47
weiterhin gilt:						
$\frac{1+x}{1-x}$	$\approx 1 + 2x$	zu klein	0,07	0,10	0,17	0,25
$\frac{1-x}{1+x}$	$\approx 1 - 2x$	zu klein	0,07	0,10	0,15	0,20

Ausdruck für $1 \gg x \geq 0$	Näherungswert	Näherungswert ist absolut	Werte für x zu folgenden Fehlerprozenten 1%	2%	5%	10%
$(1+x)(1-x)$	≈ 1	zu groß	0,10	0,14	0,22	0,30
$\ln(1+x)$	$\approx +x$	zu groß	0,02	0,04	0,10	0,21
$\ln(1-x)$	$\approx -x$	zu klein	0,02	0,04	0,10	0,19
$\ln\frac{1+x}{1-x}$	$\approx +2x$	zu klein	0,17	0,24	0,38	0,52
$\ln\frac{1-x}{1+x}$	$\approx -2x$	zu klein	0,17	0,24	0,38	0,52
e^x	$\approx 1+x$	zu klein	0,15	0,22	0,36	0,53
e^{-x}	$\approx 1-x$	zu klein	0,14	0,19	0,29	0,40
$\sin x$	$\approx x$	zu groß	0,24	0,34	0,54	0,75
$\cos x$	≈ 1	zu groß	0,14	0,20	0,31	0,43
$\tan x$	$\approx x$	zu klein	0,17	0,24	0,38	0,54
$\cot x$	$\approx \frac{1}{x}$	zu groß	0,17	0,24	0,38	0,52
$\cosh x$	≈ 1	zu klein	0,14	0,20	0,32	0,47
$\sinh x$	$\approx x$	zu klein	0,25	0,35	0,56	0,76
$\tanh x$	$\approx x$	zu groß	0,17	0,24	0,39	0,55
$\coth x$	$\approx \frac{1}{x}$	zu klein	0,17	0,24	0,39	0,55
$\lvert 1+jx \rvert$	≈ 1	zu klein	0,14	0,20	0,33	0,48
$\lvert j+x \rvert$	≈ 1	zu klein	0,14	0,20	0,33	0,48
$\frac{1}{\lvert 1+x^2 \rvert}$	≈ 1	zu groß	0,14	0,20	0,32	0,46
$\frac{1}{1+x^2}$	≈ 1	zu groß	0,10	0,14	0,22	0,32
$\frac{1}{1-x^2}$	≈ 1	zu klein	0,10	0,14	0,22	0,32

sowie für $b \ll A$ bzw. $a \ll B$

$1:(A \pm jb) \approx 1/A \mp jb/A^2$ $\qquad$ $1:(a \pm jB) \approx a/B^2 \mp j/B$

Für $x \ll 1$ und $y \ll 1$ gelten außerdem entsprechend:

$(1 \pm x)\cdot(1 \pm y) \approx 1 \pm (x+y)$ $\qquad$ $(1 \pm x):(1 \pm y) \approx 1 \pm (x-y)$

$(1 \pm x)\cdot(1 \mp y) \approx 1 \pm (x-y)$ $\qquad$ $(1 \pm x):(1 \mp y) \approx 1 \pm (x+y)$

Hier ist z.B. die Form $1 \pm x$ benutzt. Das besagt jedoch nicht, daß die Näherungsgleichungen auf $1 \pm x$ beschränkt sind. Wir können statt 1 eine große Zahl und dazu für x eine hiergegen kleine Zahl setzen. Die große Zahl wählt man dann derart, daß sich damit gut rechnen läßt. So können wir etwa 189 anschreiben als 200 — 11, wobei in den Näherungsformeln 200 an die Stelle von 1 und 11 an die Stelle von x treten. Dabei müssen wir natürlich beachten, daß z.B. 1^p stets gleich 1 wird, während das aber für Zahlen, die von 1 abweichen, nicht gilt!

Beispiele:

a) $\sqrt{0{,}95^3} = (1 - 0{,}05)^{3/2} \approx 1 - 0{,}05 \cdot 3/2 = 1 - 0{,}075 = 0{,}925$

b) 0,08 Neper bedeutet $e^{0{,}08} \approx 1 + 0{,}08 = 1{,}08$

c) 0,95 ist in Neper auszudrücken: $\ln 0{,}95 = \ln (1 - 0{,}05) \approx -0{,}05$

d) $476^2 = (500 - 24)^2 = 500^2 (1 - 24/500)^2 \approx 500^2 \cdot (1 - 2 \cdot 24/500)$
$= 500^2 - 48 \cdot 500 = 250\,000 - 24\,000 = 226\,000$

e) $R = 1750\,\Omega$; $\omega L = 200\,\Omega$; $|Z| = |R + j\omega L| \approx 1750\,\Omega$

f) $Z = (1750 + j\,200)$; $Y \approx \left(\frac{1}{1750} - j \frac{200}{1750^2} \right)$

g) $\cosh 0{,}45 \approx 1$ (oder besser, da 1 um ca. 10% zu klein) $\approx 1{,}1$

Das letzte Beispiel zeigt, wie man von der vorstehenden Fehlertabelle Gebrauch machen kann, um den Näherungswert nachträglich zu korrigieren. Hierzu sei noch ein weiteres Beispiel gegeben:

$$3900 \cdot 2100 = 3000^2 \cdot (1 + 0{,}3) \cdot (1 - 0{,}3) \approx 3000^2 = 9 \cdot 10^6$$

Das Ergebnis ist laut Fehlertabelle um 10% zu groß. Demgemäß rechnen wir:

$\frac{9 \cdot 10^6}{(1 + 0{,}1)} \approx 8{,}2 \cdot 10^6$ als weit genaueres Resultat.

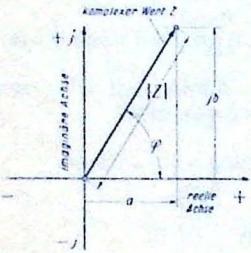
Die Fehlertabelle hat jedoch im allgemeinen kaum den Zweck, es zu ermöglichen, aus Näherungsgleichungen exakte Ergebnisse zu gewinnen. Sie soll vielmehr zeigen, bis zu welchen Werten von x man jeweils gehen kann, wenn eine bestimmte Fehlergrenze nicht überschritten werden darf. Oft sind Fehler bis zu 10% zulässig. Die Fehlertabelle gibt zu erkennen, daß in solchen Fällen die meisten der Näherungsgleichungen noch für recht große Werte von x in Betracht gezogen werden dürfen.

Komplexe Werte (Zahlen, Rechenregeln)

Ein komplexer Wert setzt sich aus einem reellen und einem imaginären Anteil zusammen – z.B. ein komplexer Widerstand aus seiner reellen Komponente (dem Wirkwiderstand) und aus seiner imaginären Komponente (dem Blindwiderstand) oder ein zeitlich sinusförmig verlaufender Wechselstrom aus Wirk- und Blindanteil **(Bild 1)**.

Wirk- und Blindanteil eines Stromes oder einer Spannung sind für den hierzu fast immer vorausgesetzten zeitlich sinusförmigen Verlauf gegeneinander um ein Viertel einer Periode verschoben. Bei Widerständen gehören zu Wirk- und Blindkomponente gegeneinander um ein Viertel einer Periode verschobene Strom- bzw. Spannungsanteile.

Die imaginäre Komponente erhält als Kennzeichen den Faktor j ($= \sqrt{-1}$), wobei dem Faktor $+j$ das Voreilen um ein Viertel einer Periode (90°) zugeordnet ist.



$$Z = a + jb$$
$$= |Z|e^{j\varphi}$$
$$= |Z| \angle \varphi$$
$$= |Z| (\cos \varphi + j \sin \varphi)$$
$$|Z| = \sqrt{a^2 + b^2}$$

Bild 1

Rechenregeln für den Faktor j

1. j beeinflußt den Betrag des Wertes, mit dem er multipliziert wird, nicht.
2. j kennzeichnet das Vorverdrehen (Verschieben) um ein Viertel einer Periode (Voreilen).
3. $-j$ bedeutet ebensolches Zurückverschieben (Nacheilen).
4. $j \cdot j$ ist gleich -1. Dem entspricht ein Verdrehen (Verschieben) um eine halbe Periode.
5. $(-j) \cdot (-j)$ hat ebenso den Wert -1
6. $1 : j$ ergibt $-j$. Es ist nämlich $1 = (-1) \cdot (-1)$; $(-1) = j^2$; also $1 : j = (-1) \cdot j^2 : j = -j$.
7. $1 : (-j)$ ergibt entsprechend $+j$

Tabelle

$j^1 = +j$	$(-j)^1 = -j$	$j^{-1} = -j$	$(-j)^{-1} = +j$
$j^2 = -1$	$(-j)^2 = -1$	$j^{-2} = -1$	$(-j)^{-2} = -1$
$j^3 = -j$	$(-j)^3 = +j$	$j^{-3} = +j$	$(-j)^{-3} = -j$
$j^4 = +1$	$(-j)^4 = +1$	$j^{-4} = +1$	$(-j)^{-4} = +1$
$j^5 = +j$	$(-j)^5 = -j$	$j^{-5} = -j$	$(-j)^{-5} = +j$

Vorzeichenregeln für Ströme und Spannungen

1. Alle Spannungen werden ausschließlich als Klemmenspannungen oder Teile davon betrachtet. Das sind die Spannungen, die Ströme durch Widerstände treiben oder die den über Gegeninduktivitäten hereinkommenden Spannungen das Gleichgewicht halten.
2. Ströme und zugehörige Spannungen erhalten gleiche Vorzeichen.
3. j kommt stets mit positivem Vorzeichen als Faktor zu ω (Kreisfrequenz).

Beispiele:

a) Die Spannung U treibt den Strom I durch die Reihenschaltung aus L, C und R:

$$U = j\omega L I + \frac{I}{j\omega C} + R I$$

b) Eine mit dem Wirkwiderstand R_1 und der Induktivität L_1 behaftete Spule 1 liegt an der Spannung U_1, die durch sie den Strom I_1 treibt, und ist mit einer Spule 2 über die Gegeninduktivität M gekoppelt. Der Stromkreis der Spule 2 ist über einen (z. B. komplexen) Widerstand geschlossen. So fließt in ihm der Strom I_2. Die Gleichung lautet:

$$U_1 = j\omega L_1 I_1 + R_1 I_1 + j\omega M I_2$$

Rechenregeln für komplexe Werte

$$Z_1 \pm Z_2 = (a_1 + jb_1) \pm (a_2 + jb_2) = a_1 \pm a_2 + j(b_1 \pm b_2)$$

$$\left.\begin{aligned} Z_1 \cdot Z_2 = {} & (a_1 \pm jb_1) \cdot (a_2 \pm jb_2) = a_1 a_2 - b_1 b_2 \pm j(a_1 b_2 + a_2 b_1) \\ & (a_1 - jb_1) \cdot (a_2 + jb_2) = a_1 a_2 + b_1 b_2 + j(a_1 b_2 - a_2 b_1) \end{aligned}\right\}$$
$$= |Z_1| e^{j\varphi_1} \cdot |Z_2| e^{j\varphi_2} = |Z_1| \cdot |Z_2| \cdot e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)}$$

$$Z_1 : Z_2 = \frac{a_1 + j b_1}{a_2 + j b_2} = \frac{a_1 a_2 + b_1 b_2}{a_2^2 + b_2^2} - j\frac{a_1 b_2 - a_2 b_1}{a_2^2 + b_2^2}$$
$$= \frac{|Z_1| \cdot e^{j\varphi_1}}{|Z_2| \cdot e^{j\varphi_2}} = \frac{|Z_1|}{|Z_2|} \cdot e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)}$$

$$\sqrt{Z} = \sqrt{a \pm j b} = \pm\left[\sqrt{\frac{\sqrt{a^2 + b^2} + a}{2}} \pm j\sqrt{\frac{\sqrt{a^2 + b^2} - a}{2}}\right] = \sqrt{|Z|} \cdot e^{j\frac{\varphi}{2}}$$

Die hiermit zu erledigenden Zahlenrechnungen werden mit Hilfe des **Bildes 2** erleichtert.

$$(a + j b) \cdot (a - j b) = a^2 + b^2.$$ Daraus folgt die „Inversion":

$$\frac{1}{a \pm j b} = \frac{a \mp jb}{a^2 + b^2} = \frac{a}{a^2 + b^2} \mp j\frac{b}{a^2 + b^2}.$$

Die zu diesen Formeln durchzuführenden Zahlenrechnungen werden mit Hilfe des **Bildes 3** erleichtert.

Für Zahlenrechnungen haben wir zu beachten, daß der Betrag von

$a \pm j b$ mit $\sqrt{a^2 + b^2}$ gegeben ist – also: $|a \pm j b| = \sqrt{a^2 + b^2}$

Zu $a > b$: $x = \dfrac{b}{a}$ gehört:

mit Bild 2 $\underline{|a \pm j\,b = u|a \pm j\,r|\varphi}$ und mit Bild 3 $\dfrac{1}{a \pm j\,b} = \dfrac{u}{a} \mp j\,\dfrac{r}{a}$

Zu $a < b$: $x = \dfrac{a}{b}$ ergibt sich:

mit Bild 2 $\underline{|a \pm j\,b = s|t \pm j\,1|\varphi}$ und mit Bild 3 $\dfrac{1}{a \pm j\,b} = \dfrac{v}{b} \mp j\,\dfrac{u}{b}$

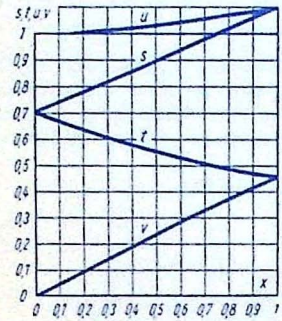


Bild 2

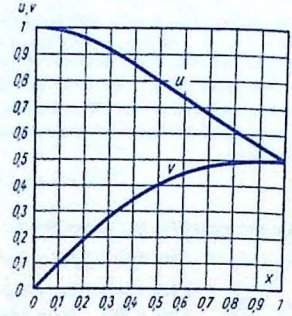


Bild 3

Andere Ausdruckswesen

$$Z = a + j\,b = |Z|\,(\cos\varphi + j \sin\varphi) = |Z| \cdot e^{j\varphi} = \underline{|Z|\,\varphi}$$

$\underline{Z|\varphi}$ bedeutet: komplexer Wert mit dem Betrag r und dem Winkel φ

Hiermit gilt: $\underline{Z_1|\varphi_1 \cdot Z_2|\varphi_2} = Z_1 \cdot Z_2\,\underline{|\varphi_1 + \varphi_2}$ und

$$\underline{Z_1|\varphi_1 : Z_2|\varphi_2} = (Z_1 : Z_2)\,\underline{|\varphi_1 - \varphi_2}$$

Konjugiert komplexe Werte

$a + j\,b = \underline{|Z|\,|\varphi}$ und $a - j\,b = \underline{|Z|\,|-\varphi} = Z^*$ sind konjugiert komplex. Dafür gilt:

$Z + Z^* = (a + j\,b) + (a - j\,b) = 2\,a$

$Z - Z^* = (a + j\,b) - (a - j\,b) = j\,2\,b$

$Z \cdot Z^* = (a + j\,b) \cdot (a - j\,b) = a^2 + b^2 = |Z|\,e^{j\varphi} \cdot |Z| \cdot e^{-j\varphi} = |Z|^2$

Reellmachen eines komplexen Nenners

$$\frac{a_1 + j\,b_1}{a_2 + j\,b_2} = \frac{(a_1 + j\,b_1) \cdot (a_2 - j\,b_2)}{(a_2 + j\,b_2) \cdot (a_2 - j\,b_2)} = \frac{a_1\,a_2 + b_1\,b_2 + j\,(b_1\,a_2 - a_1\,b_2)}{a_2^2 + b_2^2} = \frac{Z_1 \cdot Z_2^*}{|Z_2|^2}$$

Wichtige Reihen

wegen $n!$ und $\binom{n}{p}$ siehe folgende Seite

Taylorsche Reihe: $f(a+x) = f(a) + \frac{x}{1!}f'(a) + \frac{x^2}{2!}f''(a) + \frac{x^3}{3!}f'''(a) + \cdots$

Daraus folgt für $a = 0$

Mac Laurinsche Reihe: $f(x) = f(0) + \frac{x}{1!}f'(0) + \frac{x^2}{2!}f''(0) + \frac{x^3}{3!}f'''(0) + \cdots$

Geometrische Reihe: $1 + x + x^2 + x^3 + \cdots = \frac{1}{1-x} \quad ; |x| < 1$

$1 + x + x^2 + \cdots x^{n-1} = \frac{1-x^n}{1-x} \quad ; |x| \neq 1$

Binomische Reihe: $(1 \pm x)^n = 1 \pm \binom{n}{1}x + \binom{n}{2}x^2 \pm \binom{n}{3}x^3 + \cdots \quad ; |x| < 1$

Weitere Reihen:

$e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^4}{4!} + \cdots \qquad -\infty < x < +\infty$

$a^x = 1 + \frac{x \ln a}{1!} + \frac{(x \ln a)^2}{2!} + \frac{(x \ln a)^3}{3!} + \cdots \qquad -\infty < x < +\infty$

$\ln(1 \pm x) = \pm x - \frac{x^2}{2} \pm \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} \pm \frac{x^5}{5} - \pm \cdots \; ; x > 0 \qquad -1 < x < +1$

$\sin x = \frac{x}{1!} - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + \frac{x^9}{9!} - + \cdots \qquad -\infty < x < +\infty$

$\cos x = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \frac{x^8}{8!} - + \cdots \qquad -\infty < x < +\infty$

$\sinh x = x + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} + \frac{x^7}{7!} + \frac{x^9}{9!} + \cdots \qquad -\infty < x < +\infty$

$\cosh x = 1 + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} + \frac{x^6}{6!} + \frac{x^8}{8!} + \cdots \qquad -\infty < x < +\infty$

$\sqrt{1 \pm x} = 1 \pm \frac{1}{2}x - \frac{1}{2 \cdot 4}x^2 \pm \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4 \cdot 6}x^3 - \pm \cdots \qquad -1 < x < +1$

$\frac{1}{\sqrt{1 \pm x}} = 1 \mp \frac{1}{2}x + \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4}x^2 \mp \frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6}x^3 + \mp \cdots \qquad -1 < x < +1$

$\arcsin x = x + \frac{1}{2 \cdot 3}x^3 + \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4 \cdot 5}x^5 + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6 \cdot 7}x^7 + \cdots \qquad -1 \leq x \leq +1$

$\arctan x = x - \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5} - \frac{x^7}{7} + - \cdots \qquad -1 \leq x \leq +1$

Binomialkoeffizienten

Dies sind die Koeffizienten der binomischen Reihe, nämlich $\binom{n}{1}$, $\binom{n}{2}$ usw. Der allgemeine Ausdruck für den Binomialkoeffizienten $\binom{n}{p}$ zu $n > p$ lautet:

$$\binom{n}{p} = \frac{n\,(n-1)\,(n-2)\cdots[n-(p-1)]}{1\,,2\,,3\cdots p}\;;\;\text{zu } n < p\;\binom{n}{p} = 0.$$

Für die Binomialkoeffizienten gelten folgende Regeln:

$$\binom{n}{p} = \binom{n}{n-p} \qquad \binom{n}{n} = \binom{n}{0} = 1 \qquad \binom{n}{1} = n \qquad \binom{n}{n+p} = 0$$

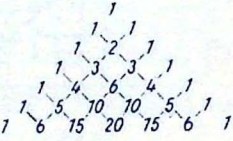
$$\binom{n+1}{p} = \binom{n}{p} + \binom{n}{p-1} \qquad \binom{n+1}{p+1} = \binom{n}{p+1} + \binom{n}{p}$$

$$\binom{n+1}{p+1} = \binom{n}{p} + \binom{n-1}{p} + \binom{n-2}{p} + \ldots + \binom{p}{p}$$

Tabelle

n	$\binom{n}{0}$	$\binom{n}{1}$										
1	1	1										
2	1	2	1									
3	1	3	3	1								
4	1	4	6	4	1							
5	1	5	10	10	5	1						
6	1	6	15	20	15	6	1					
7	1	7	21	35	35	21	7	1				
8	1	8	28	56	70	56	28	8	1			
9	1	9	36	84	126	126	84	36	9	1		
10	1	10	45	120	210	252	210	120	45	10	1	
11	1	11	55	165	330	462	462	330	165	55	11	1
12	1	12	66	220	495	792	924	792	495	220	66	12	1
13	1	13	78	286	715	1287	1716	1716	1287	715	286	78	13
14	1	14	91	364	1001	2002	3003	3432	3003	2002	1001	364	91
15	1	15	105	455	1365	3003	5005	6435	6435	5005	3003	1365	455
n	$\binom{n}{0}$	$\binom{n}{1}$	$\binom{n}{2}$	$\binom{n}{3}$	$\binom{n}{4}$	$\binom{n}{5}$	$\binom{n}{6}$	$\binom{n}{7}$	$\binom{n}{8}$	$\binom{n}{9}$	$\binom{n}{10}$	$\binom{n}{11}$	$\binom{n}{12}$

Pascalsches Dreieck, ein Schema für den Aufbau der Binomialkoeffizienten



Fakultäten

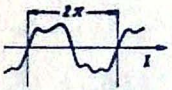
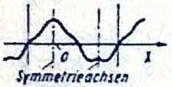
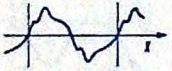
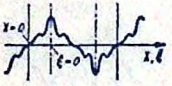
Die Fakultät ist ein Produkt aus ganzen Zahlen, gekennzeichnet durch die höchste als Faktor auftretende Zahl. Die Fakultät umfaßt als Faktoren alle von 1 aus aufeinanderfolgenden ganzen Zahlen bis einschließlich der kennzeichnenden Zahl. Die Fakultät einer Zahl wird durch ein dahinter gesetztes Ausrufezeichen ausgedrückt.

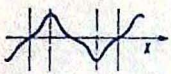
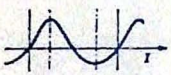
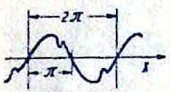
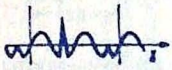
Beispiel: Fakultät von $5 = 5! = 1 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 5$

Allgemein gilt: $n! = 1 \cdot 2 \cdot 3 \cdots (n-1) \cdot n$

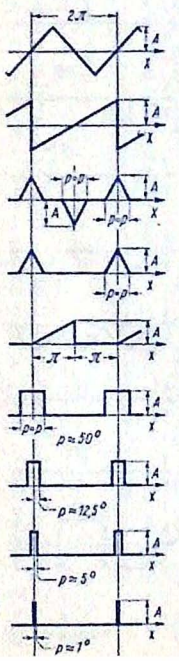
Zu beachten ist, daß $0! = 1$ ebenso wie $1! = 1$

Fourier-Reihen

	Charakterisierung des Verlaufes		Ausdruck für die Fourier-Reihe
	Verlauf periodisch, sonst beliebig: Fall a	Halbwellen — auch abgesehen vom Vorzeichen — ungleich und in sich nicht symmetrisch	$(a_0) + a_1 \cos x + a_2 \cos 2x + a_3 \cos 3x + \ldots.$ $+ b_1 \sin x + b_2 \sin 2x + b_3 \sin 3x + \ldots.$
	$f(x) = f(-x)$: Fall b	Halbwellen — auch abgesehen vom Vorzeichen — ungleich, aber in sich symmetrisch	$(a_0) + a_1 \cos x + a_2 \cos 2x + a_3 \cos 3x + \ldots.$ (Cosinusglieder bedeutet zusammenfallende Teilwellen-Scheitelwerte im Nullpunkt)
	$f(x) = -f(-x)$: Fall c	Halbwellen außer in Vorzeichen auch in der Folge der Augenblickswerte entgegengesetzt gleich und in sich unsymmetrisch	$b_1 \sin x + b_2 \sin 2x + b_3 \sin 3x + \ldots$ (Sinusglieder bedeutet zusammenfallende Teilwellen-Nulldurchgänge im Nullpunkt)
	$f(x) = -f(x + \pi)$: Fall d	Halbwellen — abgesehen vom Vorzeichen der Augenblickswerte — einander gleich, aber in sich nicht symmetrisch	$a_1 \cos x + \quad a_3 \cos 3x + \ldots.$ $+ b_1 \sin x + \quad b_3 \sin 3x + \ldots.$
	$f(x) = -f(-x)$ und $f(\xi) = -f(-\xi)$: Fall e	Halbwellen — abgesehen vom Vorzeichen der Augenblickswerte — einander gleich und in sich symmetrisch	$a_1 \cos \xi + \quad a_3 \cos 3\xi + \ldots.$ oder $b_1 \sin x + \quad b_3 \sin 3x + \ldots.$ Darin ist $a_1 = b_1, a_3 = b_3, a_n = b_n.$

Beispiele	Charakterisierung des Verlaufes	Bemerkungen zur Fourier-Reihe
	Halbwellen in sich symmetrisch und untereinander gleich; keine schroffen Übergänge; einfache Form des Verlaufes. (Fall e).	Kein konstantes Glied; außer der Grundwelle nur die dritte Teilwelle maßgebend; Teilwellen höherer Ordnungszahl nicht oder nur sehr schwach ausgebildet.
	Halbwellen in sich symmetrisch aber voneinander verschieden; keine schroffen Übergänge; einfache Form des Verlaufes. (Fall b).	Konstantes Glied schwach oder nicht vorhanden, außer der Grundwelle im wesentlichen die zweite Teilwelle maßgebend; sonst hauptsächlich geradzahlige weitere Teilwellen.
	Verlauf im großen und ganzen sinusförmig; kleine aber scharfe Einbrüche in beiden Halbwellen. (Hier Fall d als Beispiel). Der dargestellte Verlauf entspricht: $f(x) = -f(x+\pi)$.	Kein konstantes Glied; Grundwelle bei weitem vorherrschend; hier nur ungeradzahlige Teilwellen davon vor allem solche hoher Ordnungszahl von Bedeutung.
	Der Verlauf besteht ausschließlich aus Grundwelle und achter Teilwelle. Hier Fall b als Beispiel.	Grundwelle und achte Teilwelle sind unmittelbar zu erkennen.
	Periodischer Verlauf mit einer großen Zahl von Einzelimpulsen je Grundperiode. Innerhalb der Periode sind die Einzelimpulse nach Art und Folge voneinander stark verschieden. (Fall a).	Konstantes Glied schwach oder nicht vorhanden; keine oder nur schwache Grundwelle; vorwiegend Teilwellen mit höheren Ordnungszahlen.
	Die Grundperiode wird durch die Folge der Einbrüche bestimmt; im großen und ganzen ist der Verlauf sinusförmig mit einer Frequenz, zu der die Periode gleich der halben Grundperiode ist. (Fall a).	Konstantes Glied schwach oder nicht vorhanden, Grundwelle fehlt fast völlig; zweite Teilwelle bei weitem vorherrschend; außerdem Teilwellen höherer Ordnungszahl von Bedeutung.

Spezialfälle



Spektren ohne konstantes Glied

Ausdruck für die Fourier-Reihe

$$\frac{8A}{\pi^2}\left[\frac{\sin x}{1}-\frac{\sin 3x}{3^2}+\frac{\sin 5x}{5^2}-+\ldots.\right]$$

$$-\frac{2A}{\pi}\left[\frac{\sin x}{1}+\frac{\sin 2x}{2}+\frac{\sin 3x}{3}+\ldots.\right]$$

$$\frac{4A}{p\pi}\left[\frac{1-\cos p}{1^2}\cos x+\frac{1-\cos 3p}{3^2}\cos 3x+\frac{1-\cos 5p}{5^2}\cos 5x+\ldots\right]$$

$$\frac{Ap}{2\pi}+\frac{2A}{p\pi}\left[\frac{1-\cos p}{1^2}\cos x+\frac{1-\cos 2p}{2^2}\cos 2x+\frac{1-\cos 3p}{3^2}\cos 3x+\ldots\right]$$

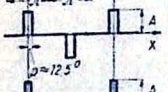
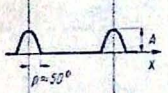
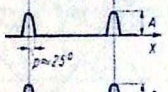
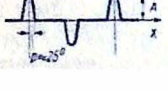
(wegen p siehe weiter unten!)

$$\frac{A}{4}-\frac{2A}{\pi^2}\left[\frac{\cos x}{1^2}+\frac{\cos 3x}{3^2}+\frac{\cos 5x}{5^2}+\ldots.\right]+\frac{A}{\pi}\left[\frac{\sin x}{1}-\frac{\sin 2x}{2}+\frac{\sin 3x}{3}-+\ldots\right.$$

$$\frac{2A}{\pi}\left[\frac{p}{2}+\frac{\sin p}{1}\cos x+\frac{\sin 2p}{2}\cos 2x+\frac{\sin 3p}{3}\cos 3x+\ldots.\right]$$

Für das konstante Glied $2Ap:(2\pi)=Ap/\pi$ ist p stets im Bogenmaß einzusetzen, p für $\sin p$, $\sin 2p\ldots.$ wählt man, den verfügbaren Tafeln gemäß, Bogen- oder Gradmaß.

Da $\sin\alpha$ für α von 0° bis 45° etwa proportional α ist, ergeben sich hier (zu kleinem p) für alle Teilwellen bis $np\approx 45°$ praktisch gleiche Amplituden. Von da an (also ab n-ter Amplitude) gehen die Amplituden — zunächst einheitlich und dann abwechselnd größer und kleiner werdend — in ihrer Höhe zurück.

Spezialfälle	Spektren ohne konstantes Glied	Ausdruck für die Fourier-Reihe
		$\frac{4A}{\pi}\left[\cos x - \frac{1}{3}\cos 3x + \frac{1}{5}\cos 5x - + \ldots.\right]$ (Dieser Ausdruck ist ein Spezialfall des nachfolgenden)
		$\frac{4A}{\pi}\left[\frac{\sin p}{1}\cos x + \frac{\sin 3p}{3}\cos 3x + \frac{\sin 5p}{5}\cos 5x + + \ldots.\right]$
		$\frac{4A}{\pi}\left[\frac{1}{2} + \frac{\cos 2x}{2^2-1} - \frac{\cos 4x}{4^2-1} + \frac{\cos 6x}{6^2-1} - + \ldots.\right]$
		$\frac{2A}{\pi}\left[\frac{1}{2} + \frac{\pi}{4}\cos x + \frac{\cos 2x}{2^2-1} - \frac{\cos 4x}{4^2-1} + \frac{\cos 6x}{6^2-1} - + \ldots.\right]$ (Dieser Ausdruck ist ein Spezialfall des nachfolgenden)
		Für beide folgenden Ausdrücke gilt wieder: in $p\,\pi$ ist p stets im Bogenmaß einzusetzen. Zu p in $\cos p$, $\cos \pi p$ wählt man den verfügbaren Tabellen gemäß, Bogen- oder Gradmaß.
		$\frac{4A}{\pi}\left(\frac{p}{\pi}\right)\left[\frac{1}{2} + \frac{\cos p}{1-\left(\frac{2p}{\pi}\right)^2}\cdot\cos x + \frac{\cos 2p}{1-\left(\frac{4p}{\pi}\right)^2}\cdot\cos 2x + \frac{\cos 3p}{1-\left(\frac{6p}{\pi}\right)^2}\cdot\cos 3x + + \ldots.\right]$
		$\frac{8A}{\pi}\left(\frac{p}{\pi}\right)\left[\frac{\cos p}{1-\left(\frac{2p}{\pi}\right)^2}\cdot\cos x + \frac{\cos 3p}{1-\left(\frac{6p}{\pi}\right)^2}\cdot\cos 3x + \frac{\cos 5p}{1-\left(\frac{10p}{\pi}\right)^2}\cdot\cos 5x + + \ldots.\right]$

Zweiersystem (binäres System)

Es ist gut, einen Blick auf das Zehnersystem zu werfen, bevor man sich mit dem Zweiersystem beschäftigt. Das Zehnersystem basiert auf den Potenzen der Zahl 10:

Zahl im Zehnersystem	1	10	100	1000	10 000
Gleichwertige Zehnerpotenz	10^0	10^1	10^2	10^3	10^4

Die Anzahl der Nullen entspricht dem Wert des Exponenten.
Die aus den Ziffern Null und Eins zusammengesetzten Zahlen des Zehnersystems stellen Summen aus Zehnerpotenzen dar.

Beispiele: $101 = 10^2 + 10^0$; $10\,010 = 10^4 + 10^1$
$11\,110 = 10^4 + 10^3 + 10^2 + 10^1$

In den aus den Ziffern Null und Eins aufgebauten Zahlen zeigt die Ziffer 0 jeweils an: Das Glied mit dem zugehörigen Exponenten fehlt. Die Ziffer 1 hingegen bedeutet: Das Glied mit dem zugehörigen Exponenten ist vorhanden.

Beispiel: Zahl 1 0 1 0 1. Zu ihren einzelnen Stellen gehören die Exponenten 4 3 2 1 0. Die Zahl entspricht der Summe: $10^4 + 10^2 + 10^0$. Die Glieder mit den Exponenten 3 und 1 fehlen.

Im Zehnersystem kann jede Stelle außer mit einem der beiden Faktoren 0 und 1 noch mit den acht weiteren Faktoren 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 behaftet sein. Diese fehlen im Zweiersystem. Es umfaßt ja nur zwei Ziffern. Im übrigen gründet sich das Zweiersystem ebenso auf die Potenzen der Zahl Zwei wie das Zehnersystem auf die der Zahl Zehn.

Zahl im Zweiersystem	1	10	100	1000	10 000
Gleichwertige Zweierpotenz	2^0	2^1	2^2	2^3	2^4
Gleichwertige Zahl im Zehnersystem	1	2	4	8	16

Auch im Zweiersystem deutet die Ziffer 0 an: Das Glied mit dem zu dieser Stelle gehörigen Exponenten fehlt. Die Ziffer 1 besagt: Das Glied ist vorhanden.
Die Zahlen bestehen beim Zweiersystem — wie schon festgestellt — stets aus den Ziffern Null und Eins. Demgemäß stellen sie — ohne Ausnahme — Summen aus Zweierpotenzen dar.

Beispiele:
1 0 1 entspricht $2^2 + 2^0$ $4 + 1 = 5$
1 0 0 1 0 entspricht $2^4 + 2^1$ $16 + 2 = 18$
1 1 1 1 0 entspricht $2^4 + 2^3 + 2^2 + 2^1 = 16 + 8 + 4 + 2 = 30$

Zahl im Zweiersystem	0	1	10	11	100	101	110	111	1000
Gleichwertige Zahl im Zehnersystem	0	1	2	3	4	5	6	7	8

Beispiele für Rechnungen:

Zweiersystem		Zehnersystem	
$101 + 1 =$	110	$(2^2 + 2^0) + 2^0$	$= 5 + 1 = 6$
$1\,000 : 10 =$	100	$2^3 : 2^1$	$= 8 : 2 = 4$
$1\,100 \cdot 11 = 11\,000 + 1\,100 =$	100 100	$(2^3 + 2^2) \cdot (2^1 + 2^0)$	$= 12 \cdot 3 = 36$

Binär zahl	Dezimal zahl	Binär zahl	Dezimal zahl	Binär zahl	Dezimal zahl
0	0	10 000	16	100 000	32
1	1	10 001	17	100 001	33
10	2	10 010	18	100 010	34
11	3	10 011	19	100 011	35
100	4	10 100	20	100 100	36
101	5	10 101	21	100 101	37
110	6	10 110	22	100 110	38
111	7	10 111	23	100 111	39
1 000	8	11 000	24	101 000	40
1 001	9	11 001	25	101 001	41
1 010	10	11 010	26	101 010	42
1 011	11	11 011	27	101 011	43
1 100	12	11 100	28	101 100	44
1 101	13	11 101	29	101 101	45
1 110	14	11 110	30	101 110	46
1 111	15	11 111	31	101 111	47

Zweierpotenz	Dezimalzahl	Zweierpotenz	Dezimalzahl	Zweierpotenz	Dezimalzahl
2^{-8}	0,00390625	2^{0}	1	2^{8}	256
2^{-7}	0,0078125	2^{1}	2	2^{9}	512
2^{-6}	0,015625	2^{2}	4	2^{10}	1 024
2^{-5}	0,03125	2^{3}	8	2^{11}	2 048
2^{-4}	0,0625	2^{4}	16	2^{12}	4 096
2^{-3}	0,125	2^{5}	32	2^{13}	8 192
2^{-2}	0,25	2^{6}	64	2^{14}	16 384
2^{-1}	0,5	2^{7}	128	2^{15}	32 768

Beispiel für das Umwandeln einer Dezimalzahl in eine Binärzahl mit Hilfe der Zweierpotenzen. Gegeben sei die Dezimalzahl 210. Die größte in ihr enthaltene Zweierpotenz ist $128 = 2^7$. Die 2^7 bedeuten eine 1 mit darauf folgenden 7 Stellen (vor dem Komma). $210 - 128 = 82$. Die größte darin enthaltene Zweierpotenz beträgt $64 = 2^6$. Auf die 1 folgt somit in der nächsten 1 Stelle (7. Stelle vor dem Komma) wieder eine 1. $82 - 64 = 18$. Darin liegt $16 = 2^4$. Die Zweierpotenz 2^5 kommt somit nicht vor. Demgemäß ergeben sich in der 6. Stelle vor dem Komma eine 0 und in der 5. Stelle eine 1. Nun bleibt $18 - 16 = 2 = 2^1$. Dazu gehören in der 4. und 3. Stelle jeweils eine Null, in der 2. Stelle eine 1 und in der 1. Stelle eine Null. Die zu 210 gehörende Binärzahl lautet somit: 11 010010.

Vierpole — Grundsätzliches

Vorbemerkung

Schaltungen enthalten Stromquellen und Belastungen. Zwischen diesen beiden Schaltungsteilen sind vielfach weitere Glieder eingefügt. Im allgemeinen handelt es sich dabei um Anordnungen mit zwei Anschlüssen, nämlich einem Eingangs- und einem Ausgangsanschluß. Meist hat ein Anschluß zwei Klemmen. In diesem Sinne hat eine solche zwischengeschaltete Anordnung je zwei Eingangsklemmen und Ausgangsklemmen. Eine derartige Anordnung nennt man wegen ihrer vier Anschlußklemmen oder Anschlußpole einen Vierpol. Ein Vierpol hat normalerweise im Betrieb sowohl an seinem Eingang wie an seinem Ausgang je eine Spannung und je einen Strom. Folglich kann der Vierpol für mathematische Untersuchungen durch Gleichungen dargestellt werden, die diese zwei Spannungen und diese zwei Ströme enthalten.

Vierpolarten

Der einzelne Vierpol hat irgendwelche speziellen Eigenschaften. Diese beziehen sich im allgemeinen jeweils auf eine bestimmte Frequenz. Auch wenn man einen Vierpol-Frequenzgang betrachtet, legt man jeweils eine Frequenz zugrunde. In diesem Sinne gelten die folgenden Definitionen stets für die im Einzelfall gewählte Frequenz.

Der allgemeine Vierpol ist ein elektrisches Gebilde mit zwei Eingangsklemmen (1 und 2) sowie zwei Ausgangsklemmen (3 und 4). In **Bild 1** ist ein solcher Vierpol dargestellt.

Bild 1

Der aktive Vierpol kann mehr Wirkleistung abgeben als er aufnimmt. Er weist somit eine mögliche Leistungsverstärkung auf, die größer ist als 1. Siehe hierzu: Die Röhre als aktiver Vierpol (siehe Seite 214).

Der passive Vierpol vermag zu jeder beliebigen Außenschaltung höchstens ebensoviel an Wirkleistung abzugeben wie er an Wirkleistung aufnimmt. Passive Vierpole sind also solche Schaltungsanordnungen, die außer Kondensatoren, Spulen und Widerständen nichts enthalten oder auch Verstärkeranordnungen, deren Leistungsverstärkung bei keiner äußeren Schaltung die Zahl 1 übersteigt.

Der passive verlustfreie Vierpol, also der Grenzfall des passiven Vierpols, gibt in jeder beliebigen Außenschaltung ebensoviel an Wirkleistung ab wie er davon aufnimmt. Ein solcher Vierpol ist im allgemeinen lediglich aus reinen Blindwiderständen aufgebaut. Solche sind z. B. verlustfreie Kondensatoren, verlustfreie Spulen und verlustfreie Transformatoren. Der passive verlustfreie Vierpol wird, da ausschließlich aus Reaktanzen aufgebaut, auch Reaktanzvierpol genannt.

Der umkehrbare Vierpol zeichnet sich dadurch aus, daß — für beliebige Abschlüsse am Eingang (Z_E) und am Ausgang (Z_A) — bei Verlegen der EMK vom Eingang auf den Ausgang auf der anderen Seite wieder ein Strom von gleichem Wert fließt (**Bilder 2** und **3**, Umkehrsatz von Kirchhoff).

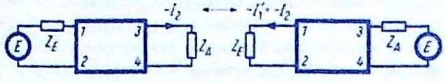


Bild 2 Bild 3

Der symmetrische Vierpol ist dadurch gekennzeichnet, daß Spannungen und Ströme am Ein- und Ausgang vom Vertauschen der Eingangsklemmen mit den Ausgangsklemmen unbeeinflußt bleiben.

Der lineare Vierpol zeichnet sich dadurch aus, daß bei linearem Abschluß zwischen den Klemmen 3 und 4 Eingangsspannung, Ausgangsspannung und Ausgangsstrom miteinander linear zusammenhängen. Innerhalb eines solchen Vierpols gelten die Kirchhoffschen Gesetze sowie das Überlagerungsgesetz.

Allgemeiner, linearer Vierpol, verschieden dargestellt

Vierpole sind hinsichtlich ihres Verhaltens gleich, wenn mit den **Bildern 4** und **5** für $U'_1 = U''_1$ und $R' = R''$ zu jeder Frequenz nach Betrag und Phase gilt:

$$I'_1 = I''_1 \text{ und } U'_2 = U''_2$$

Gleichheit des Vierpolverhaltens vereinbart sich mit Verschiedenheit der Innenschaltung. Folglich kann man jedem Vierpol eine für seine weitere rechnerische Behandlung zweckmäßige Innenschaltung zuordnen. Bedingung für die zugeordnete Innenschaltung ist, daß sich deren Werte aus Messungen an den vier zugänglichen Punkten bestimmen lassen.

Bild 4 Bild 5

Gleichungspaare

Der allgemeine lineare Vierpol kann — wie mit den Kirchhoffschen Gesetzen zu beweisen — durch zwei voneinander unabhängige lineare und homogene Gleichungen mit vier im allgemeinen komplexen Koeffizienten beschrieben werden. Die sieben wichtigsten Gleichungspaare sind in Tabelle I zusammengestellt.

Richtungen der benutzten Größen

In **Bild 6** sind die positiven Richtungen durch Pfeile markiert. Positiv ist also die Richtung für die bei 1 und 3 in den Vierpol hineinfließenden Ströme.

Positiv wird für U_1 und U_2 die Richtung gewählt, die die jeweilige positive Richtung des Stromes I_1 bzw. I_2 fortsetzt. Den Gleichungspaaren 1...4 liegt Bild 6 zugrunde. Das Gleichungspaar 5 ist nach **Bild 7** aufgestellt. Zu Gleichungspaar 6 gehört Bild 8. Die

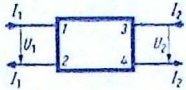


Bild 6

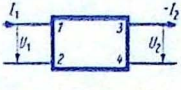


Bild 7

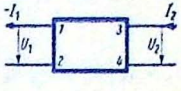


Bild 8

Bilder 7 und 8 stimmen mit Bild 6 überein, weil die Ströme I_2 bzw. I_1 jeweils mit negativen Vorzeichen versehen sind. Die Gründe für die in den Bildern 7 und 8 von Bild 6 abweichenden Pfeilrichtungen liegen in der Anwendung der Gleichungspaare 5 und 6.

Findet man in sonstigen Vierpoldarstellungen anders gewählte Strom- oder Spannungsrichtungen, so sind zum Übertragen auf die hier benutzte Darstellungsweise die einschlägigen Vorzeichen zu wechseln (siehe z.B. für andere Stromrichtungen die Bilder 7 und 8 im Vergleich zu Bild 6).

Die Koeffizienten

Die Gleichungspaare enthalten als Koeffizienten Widerstände, Leitwerte und Strom- sowie Spannungsverhältnisse. Von den insgesamt 28 Koeffizienten, die in den sieben Gleichungspaaren (Tabelle I) vorkommen, werden 12 als Grundkoeffizienten bezeichnet.

Diese Grundkoeffizienten sind in Tabelle II zusammengestellt. Die dort enthaltenen wörtlichen Bezeichnungen der Grundkoeffizienten geben, wie das an folgendem Beispiel gezeigt ist, über Meßschaltung und Messung Auskunft. Beispiel:

Bezeichnung:	Kurzschluß-	Eingangs-	Leitwert
Bedeutung:	Kurzschluß am Ausgang	Messung am Eingang	gemessene Größe

Tabelle I enthält in der letzten Spalte die Vierpol-Gleichungspaare ein zweites Mal und zwar mit den Grundkoeffizienten.

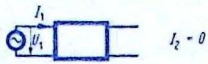
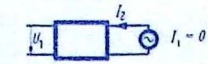
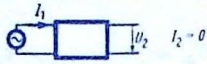
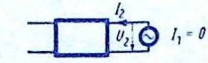
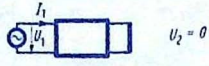
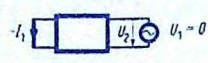
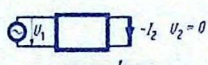
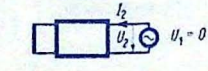
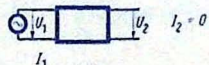
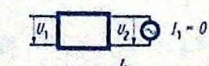
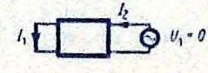
Die Tabelle II enthält zu jedem der Grundkoeffizienten die Meßschaltung mit Wechselstromquelle an der einen Seite des Vierpols und offener oder kurzgeschlossener anderer Seite.

Tabelle I

	Vierpol-Gleichungspaare mit formalen Koeffizienten	Messung der Koeffizienten (Definitionen) Index 11	Index 12
1	$U_1 = Z_{11}\, I_1 + Z_{12}\, I_2$ $U_2 = Z_{21}\, I_1 + Z_{22}\, I_2$	$Z_{11} = \left[\frac{U_1}{I_1}\right]$ für $I_2 = 0$	$Z_{12} = \left[\frac{U_1}{I_2}\right]$ für $I_1 = 0$
2	$I_1 = Y_{11}\, U_1 + Y_{12}\, U_2$ $I_2 = Y_{21}\, U_1 + Y_{22}\, U_2$	$Y_{11} = \left[\frac{I_1}{U_1}\right]$ für $U_2 = 0$	$Y_{12} = \left[\frac{I_1}{U_2}\right]$ für $U_1 = 0$
3	$U_1 = D_{11}\, U_2 + D_{12}\, I_1$ $I_2 = D_{21}\, U_2 + D_{22}\, I_1$	$D_{11} = \left[\frac{U_1}{U_2}\right]$ für $I_1 = 0$	$D_{12} = \left[\frac{U_1}{I_1}\right]$ für $U_2 = 0$
4	$I_1 = C_{11}\, I_2 + C_{12}\, U_1$ $U_2 = C_{21}\, I_2 + C_{22}\, U_1$	$C_{11} = \left[\frac{I_1}{I_2}\right]$ für $U_1 = 0$	$C_{12} = \left[\frac{I_1}{U_1}\right]$ für $I_2 = 0$
5	$U_1 = A_{11}\, U_2 + A_{12}\,(-I_2)$ $I_1 = A_{21}\, U_2 + A_{22}\,(-I_2)$	$A_{11} = \left[\frac{U_1}{U_2}\right]$ für $I_2 = 0$	$A_{12} = \left[-\frac{U_1}{I_2}\right]$ für $U_2 = 0$
6	$U_2 = B_{11}\, U_1 + B_{12}\,(-I_1)$ $I_2 = B_{21}\, U_1 + B_{22}\,(-I_1)$	$B_{11} = \left[\frac{U_2}{U_1}\right]$ für $I_1 = 0$	$B_{12} = \left[-\frac{U_2}{I_1}\right]$ für $U_1 = 0$
7	$U_1 = H_{11}\, I_1 + H_{12}\, U_2$ $I_2 = H_{21}\, I_1 + H_{22}\, U_2$	$H_{11} = \left[\frac{U_1}{I_1}\right]$ für $U_2 = 0$	$H_{12} = \left[\frac{U_1}{U_2}\right]$ für $I_1 = 0$

Messung der Koeffizienten (Definitionen)		Vierpol-Gleichungspaare	
Index 21	Index 22	mit Grundkoeffizienten	
$Z_{21} =$	$Z_{22} = \frac{1}{D_{21}} =$	$U_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2$	1
$\left[\frac{U_2}{I_1}\right]$ für $I_2 = 0$	$\left[\frac{U_2}{I_2}\right]$ für $I_1 = 0$	$U_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2$	
$Y_{21} =$	$Y_{22} = \frac{1}{C_{21}} =$	$I_1 = Y_{11} U_1 + Y_{12} U_2$	2
$\left[\frac{I_2}{U_1}\right]$ für $U_2 = 0$	$\left[\frac{I_2}{U_2}\right]$ für $U_1 = 0$	$I_2 = Y_{21} U_1 + Y_{21} U_2$	
$D_{21} =$	$D_{22} = -\frac{1}{A_{22}} =$	$U_1 = \frac{1}{B_{11}} U_2 + \frac{1}{Y_{11}} I_1$	3
$\left[\frac{I_2}{U_2}\right]$ für $I_1 = 0$	$\left[\frac{I_2}{I_1}\right]$ für $U_2 = 0$	$I_2 = \frac{1}{Z_{22}} U_2 - \frac{1}{A_{22}} I_1$	
$C_{21} =$	$C_{22} = \frac{1}{A_{11}} =$	$I_1 = -\frac{1}{B_{22}} I_2 + \frac{1}{Z_{11}} U_1$	4
$\left[\frac{U_2}{I_2}\right]$ für $U_1 = 0$	$\left[\frac{U_2}{U_1}\right]$ für $I_2 = 0$	$U_2 = \frac{1}{Y_{22}} I_2 + \frac{1}{A_{11}} U_1$	
$A_{21} =$	$A_{22} = -\frac{1}{D_{22}} =$	$U_1 = A_{11} U_2 - \frac{1}{Y_{21}}(-I_2)$	5
$\left[\frac{I_1}{U_2}\right]$ für $I_2 = 0$	$\left[-\frac{I_1}{I_2}\right]$ für $U_2 = 0$	$I_1 = \frac{1}{Z_{21}} U_2 + A_{22}(-I_2)$	
$B_{21} =$	$B_{22} = -\frac{1}{C_{11}} =$	$U_2 = B_{11} U_1 - \frac{1}{Y_{12}}(-I_1)$	6
$\left[\frac{I_2}{U_1}\right]$ für $I_1 = 0$	$\left[-\frac{I_2}{I_1}\right]$ für $U_1 = 0$	$I_2 = \frac{1}{Z_{12}} U_1 + B_{22}(-I_1)$	
$H_{21} =$	$H_{22} =$	$U_1 = \frac{1}{Y_{11}} I_1 + \frac{1}{B_{11}} U_2$	7
$\left[\frac{I_2}{I_1}\right]$ für $U_2 = 0$	$\left[\frac{I_2}{U_2}\right]$ für $I_1 = 0$	$I_2 = -\frac{1}{A_{22}} I_1 + \frac{1}{Z_{22}} U_2$	

Tabelle II

Grundkoeffizienten	wörtliche Bezeichnung	Definition zu	Meßschaltung
Z_{11}	Leerlauf-Eingangs-Widerstand	$\frac{U_1}{I_1}$	
Z_{12}	Leerlauf-Rückwirkungs-Widerstand	$\frac{U_1}{I_2}$	
Z_{21}	Leerlauf-Übertragungs-Widerstand (Kernwiderstand)	$\frac{U_2}{I_1}$	
Z_{22}	Leerlauf-Ausgangs-Widerstand	$\frac{U_2}{I_2}$	
Y_{11}	Kurzschluß-Eingangs-Leitwert	$\frac{I_1}{U_1}$	
Y_{12}	Kurzschluß-Rückwirkungs-Leitwert	$\frac{I_1}{U_2}$	
Y_{21}	Kurzschluß-Übertragungs-Leitwert	$\frac{I_2}{U_1}$	
Y_{22}	Kurzschluß-Ausgangs-Leitwert	$\frac{I_2}{U_2}$	
A_{11}	Leerlauf-Spannungs-Übersetzung vorwärts	$\frac{U_1}{U_2}$	
A_{22}	Kurzschluß-Strom-Übersetzung vorwärts	$\frac{I_1}{I_2}$	
B_{11}	Leerlauf-Spannungs-Übersetzung rückwärts	$\frac{U_2}{U_1}$	
B_{22}	Kurzschluß-Strom-Übersetzung rückwärts	$\frac{I_2}{I_1}$	

Belasteter Vierpol (erster Fall)

Wir betrachten einen Vierpol, dessen Ausgang mit einem komplexen Widerstand Z_A bzw. einem komplexen Leitwert $Y_A = 1/Z_A$ abgeschlossen ist (Bild 9). Hierbei fließt ein Strom I_2, der durch die Spannung U_2, den Widerstand Z_A bzw. den Leitwert Y_A so bestimmt ist:

$$-I_2 = \frac{U_2}{Z_A} = U_2 \cdot Y_A$$

(Wegen $-I_2$ siehe Bemerkung zu Bild 7.)

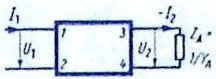


Bild 9

Für den mit dem komplexen Widerstand abgeschlossenen Vierpol ergeben sich folgende Werte:

Eingangswiderstand $= \dfrac{\text{Eingangsspannung}}{\text{Eingangsstrom}} = Z_I = \dfrac{U_1}{I_1}$

Eingangsleitwert $= \dfrac{\text{Eingangsstrom}}{\text{Eingangsspannung}} = Y_I = \dfrac{I_1}{U_1}$

Übertragungswiderstand vorwärts $= \dfrac{\text{Ausgangsspannung}}{\text{Eingangsstrom}} = Z_{\ddot{u}I} = \dfrac{U_2}{I_1}$

Übertragungsleitwert vorwärts $= \dfrac{\text{Eingangsstrom}}{\text{Ausgangsspannung}} = Y_{\ddot{u}I} = \dfrac{I_1}{U_2}$

Komplexe Spannungsverstärkung vorwärts $= \dfrac{\text{Ausgangsspannung}}{\text{Eingangsspannung}} = V_{UI} = \dfrac{U_2}{U_1}$

Wie aus den beiden vorausgehenden Leitwertgleichungen zu entnehmen, kann die komplexe Spannungsverstärkung gleich dem Verhältnis
Eingangsleitwert : Übertragungsleitwert gesetzt werden:

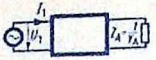
$$V_{UI} = \frac{Y_I}{Y_{\ddot{u}I}}$$

Leistungsverstärkung vorwärts $= \dfrac{\text{Ausgangsleistung}}{\text{Eingangsleistung}} = V_{PI} = \dfrac{P_A}{P_I}$

Hierzu gilt mit den Realanteilen G_A und G_I der Leitwerte Y_A und Y_I:

$$V_{PI} = \frac{|U_2|^2 \cdot G_A}{|U_1|^2 \cdot G_I} = |V_{UI}|^2 \cdot \frac{G_A}{G_I}$$

Tabelle III



komplexer Eingangswiderstand und Eingangsleitwert

$$(Z)\quad Z_I = \frac{U_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12}\,Z_{21}}{Z_{22} + Z_A}$$

$$(Y)\quad Y_I = \frac{I_1}{U_1} = Y_{11} - \frac{Y_{12}\,Y_{21}}{Y_{22} + Y_A}$$

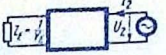
$$(D)\quad Z_I = \frac{U_1}{I_1} = D_{12} - \frac{D_{11}\,D_{22}}{D_{21} + Y_A}$$

$$(C)\quad Y_I = \frac{I_1}{U_1} = C_{12} - \frac{C_{11}\,C_{22}}{C_{21} + Z_A}$$

$$(A)\quad Z_I = \frac{U_1}{I_1} = \frac{A_{12} + A_{11}\,Z_A}{A_{22} + A_{21}\,Z_A}$$

$$(B)\quad Z_I = \frac{U_1}{I_1} = \frac{B_{12} + B_{22}\,Z_A}{B_{11} + B_{21}\,Z_A}$$

$$(H)\quad Z_I = \frac{U_1}{I_1} = H_{11} - \frac{H_{12}\,H_{21}}{H_{22} + Y_A}$$



komplexer Ausgangswiderstand und Ausgangsleitwert

$$Z_{II} = \frac{U_2}{I_2} = Z_{22} - \frac{Z_{12}\,Z_{21}}{Z_{11} + Z_E}$$

$$Y_{II} = \frac{I_2}{U_2} = Y_{22} - \frac{Y_{12}\,Y_{21}}{Y_{11} + Y_E}$$

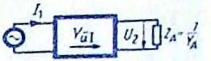
$$Y_{II} = \frac{I_2}{U_2} = D_{21} - \frac{D_{11}\,D_{22}}{D_{12} + Z_E}$$

$$Z_{II} = \frac{U_2}{I_2} = C_{21} - \frac{C_{11}\,C_{22}}{C_{12} + Y_E}$$

$$Z_{II} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{A_{12} + A_{22}\,Z_E}{A_{11} + A_{21}\,Z_E}$$

$$Z_{II} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{B_{12} + B_{11}\,Z_E}{B_{22} + B_{21}\,Z_E}$$

$$Y_{II} = \frac{I_2}{U_2} = H_{22} - \frac{H_{12}\,H_{21}}{H_{11} + Z_E}$$



komplexer Übertragungsleitwert vorwärts

$$Y_{\ddot{u}I} = \frac{I_1}{U_2} = \frac{Z_{22} + Z_A}{Z_{21}\,Z_A}$$

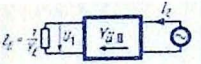
$$Y_{\ddot{u}I} = \frac{I_1}{U_2} = -\frac{Y_{11}\,Y_A + \|Y\|}{Y_{21}}$$

$$Y_{\ddot{u}I} = \frac{I_1}{U_2} = -\frac{D_{21} + Y_A}{D_{22}}$$

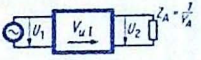
$$Y_{\ddot{u}I} = \frac{I_1}{U_2} = \frac{C_{12}}{C_{22}} - \frac{\|C\|}{C_{22}\,Z_A}$$

$$Y_{\ddot{u}I} = \frac{I_1}{U_2} = A_{21} + A_{22}\,Y_A$$

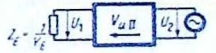
$$Y_{\ddot{u}I} = \frac{I_1}{U_2} = -\frac{H_{22} + Y_A}{H_{21}}$$



komplexer Übertragungsleitwert rückwärts



komplexe Spannungsverstärkung vorwärts



komplexe Spannungsverstärkung rückwärts

(Z)	$Y_{\ddot{u}II} = \frac{I_2}{U_1} = \frac{Z_{11} + Z_E}{Z_{12}\, Z_E}$	$V_{uI} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_{21}\, Z_A}{\|Z\| + Z_{11}\, Z_A}$	$V_{uII} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{Z_{12}\, Z_E}{\|Z\| + Z_{22} Z_E}$
(Y)	$Y_{\ddot{u}II} = \frac{I_2}{U_1} = -\frac{Y_{22}\, Y_F + \|Y\|}{Y_{12}}$	$V_{uI} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-\,Y_{21}}{Y_{22} + Y_A}$	$V_{uII} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{-\,Y_{12}}{Y_{11} + Y_E}$
(D)	$Y_{\ddot{u}II} = \frac{I_2}{U_1} = \frac{D_{21}}{D_{11}} - \frac{\|D\|}{D_{11} Z_E}$	$V_{uI} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{D_{22}}{\|D\| - D_{12}\, Y_A}$	$V_{uII} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{D_{11} Z_E}{D_{12} + Z_E}$
(C)	$Y_{\ddot{u}II} = \frac{I_2}{U_1} = -\frac{C_{12} + Y_E}{C_{11}}$	$V_{uI} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{C_{22}\, Z_A}{C_{21} + Z_A}$	$V_{uII} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{C_{11}}{\|C\| - C_{21}\, Y_E}$
(A)		$V_{uI} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{A_{11} + A_{12}\, Y_A}$	$V_{uII} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{\|A\|}{A_{22} + A_{12}\, Y_E}$
(B)	$Y_{\ddot{u}II} = \frac{I_2}{U_1} = B_{21} + B_{22}\, Y_E$	$V_{uI} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\|B\|}{B_{22} + B_{12}\, Y_A}$	$V_{uII} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{B_{11} + B_{12}\, Y_E}$
(H)	$Y_{\ddot{u}II} = \frac{I_2}{U_1} = \frac{H_{22}}{H_{12}} + \frac{\|H\|}{H_{11} Z_E}$	$V_{uI} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-\,H_{21}}{\|H\| + H_{11}\, Y_A}$	$V_{uII} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{H_{12}\, Z_E}{H_{11} + Z_E}$

Belasteter Vierpol (zweiter Fall)

Wird der Vierpol an seinem Ausgang gespeist und an seinem Eingang mit $Z_E = 1/Y_E$

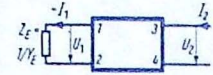


Bild 10

abgeschlossen (**Bild 10**), so ergeben sich hierzu die dem Obigen entsprechenden Be ziehungen:

$$-I_1 = \frac{U_1}{Z_E} = U_1 \cdot Y_E$$

(Wegen $-I_1$ siehe Bemerkung zu Bild 8.) Ebenso gelten folgende Zusammenhänge z Bild 10:

komplexer Ausgangswiderstand $= \dfrac{\text{Ausgangsspannung}}{\text{Ausgangsstrom}} = Z_{II} = \dfrac{U_2}{I_2}$

komplexer Ausgangsleitwert $= \dfrac{\text{Ausgangsstrom}}{\text{Ausgangsspannung}} = Y_{II} = \dfrac{I_2}{U_2}$

komplexer Übertragungswiderstand rückwärts $= \dfrac{\text{Eingangsspannung}}{\text{Ausgangsstrom}} = Z_{\ddot{u}II} = \dfrac{U_1}{I_2}$

komplexer Übertragungsleitwert rückwärts $= \dfrac{\text{Ausgangsstrom}}{\text{Eingangsspannung}} = Y_{\ddot{u}II} = \dfrac{I_2}{U_1}$

komplexe Spannungsverstärkung rückwärts $= \dfrac{\text{Eingangsspannung}}{\text{Ausgangsspannung}} = V_{UII} = \dfrac{U_1}{U_2}$

Auch hier gilt entsprechend der komplexen Spannungsverstärkung vorwärts mit Bild 10

$$V_{UII} = \frac{Y_{II}}{Y_{\ddot{u}II}}$$

Leistungsverstärkung rückwärts $= \dfrac{\text{Eingangsleistung}}{\text{Ausgangsleistung}} = V_{PII} = \dfrac{P_E}{P_{II}}$

$$V_{PII} = \frac{|U_1|^2 \cdot Y_E}{|U_2|^2 \cdot Y_{II}} = |V_{UII}|^2 \frac{G_E}{G_{II}}$$

Die vorstehende Tabelle III enthält alle diese Werte für (*Z*), (*Y*), (*D*), (*C*), (*A*), (*B*), und (*H*)

Zusammenschalten von Vierpolen

Serienschaltung allgemeiner, linearer Vierpole

Bei Serienschaltung zweier Vierpole liegen jeweils einerseits die Eingänge und anderseits die Ausgänge in Reihe (**Bild 1**).

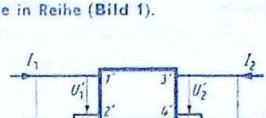


Bild 1

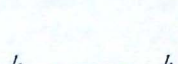


Bild 2

Der so entstandene Gesamt-Vierpol hat gemäß **Bild 2** die Anschlußklemmen 1' und 2'' am Eingang sowie 3' und 4'' am Ausgang. Mit dem hierfür geeigneten Vierpol-Gleichungspaar 1 (siehe Seite 38) ergibt sich:

Vierpol I

$$U'_1 = Z'_{11}\, I'_1 + Z'_{12}\, I'_2$$
$$U'_2 = Z'_{21}\, I'_1 + Z'_{22}\, I'_2$$

Vierpol II

$$U''_1 = Z''_{11}\, I''_1 + Z''_{12}\, I''_2$$
$$U''_2 = Z''_{21}\, I''_1 + Z''_{22}\, I''_2$$

Aus der Serienschaltung leiten sich ab:

$$I'_1 = I''_1 = I_1 \qquad U'_1 + U''_1 = U_1$$
$$I'_2 = I''_2 = I_2 \qquad U'_2 + U''_2 = U_2$$

Hieraus folgen unmittelbar die zum Gesamtvierpol gehörenden Gleichungen

$$U_1 = (Z'_{11} + Z''_{11})\, I_1 + (Z'_{12} + Z''_{12})\, I_2$$
$$U_2 = (Z'_{21} + Z''_{21})\, I_1 + (Z'_{22} + Z''_{22})\, I_2$$

Regel für Serienschaltung: Die Koeffizienten des Gesamt-Vierpol-Gleichungspaares sind gleich den Summen der entsprechenden Koeffizienten der Einzel-Vierpol-Gleichungspaare.

Kettenschaltung allgemeiner, linearer Vierpole

Bei Kettenschaltung zweier Vierpole (**Bild 3**) sind die Ausgangsklemmen des ersten Vierpoles mit den Eingangsklemmen des zweiten Vierpoles verbunden. Das ergibt den in

Bild 4 gezeigten Gesamtvierpol. Mit dem hierzu geeigneten Vierpol-Gleichungspaar 5 gilt:

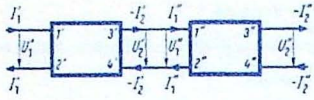


Bild 3

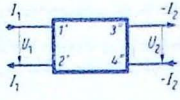


Bild 4

Vierpol I

$$U'_1 = A'_{11}\, U'_2 - A'_{12}\, I'_2 \tag{1}$$

$$I'_1 = A'_{21}\, U'_2 - A'_{22}\, I'_2 \tag{2}$$

Vierpol II

$$U''_1 = A''_{11}\, U''_2 - A''_{12}\, I''_2 \tag{3}$$

$$I''_1 = A''_{21}\, U''_2 - A''_{22}\, I''_2 \tag{4}$$

Aus der Kettenschaltung leiten sich nach Bild 3 und 4 ab:

$$I'_1 = I_1 \qquad I''_2 = I_2 \qquad -I'_2 = I''_1$$

$$U'_1 = U_1 \qquad U''_2 = U_2 \qquad U'_2 = U''_1$$

Hiermit gehen die Vierpol-Gleichungen (1)...(4) über in:

Vierpol I

$$U_1 = A'_{11}\, U''_1 + A'_{12}\, I''_1 \tag{5}$$

$$I_1 = A'_{21}\, U''_1 + A'_{22}\, I''_1 \tag{6}$$

Vierpol II

$$U''_1 = A''_{11}\, U_2 - A''_{12}\, I_2 = A''_{11}\, U_2 + A''_{12}\,(-I_2) \tag{7}$$

$$I''_1 = A''_{21}\, U_2 - A''_{22}\, I_2 = A''_{21}\, U_2 + A''_{22}\,(-I_2) \tag{8}$$

Wir setzen nun (7) und (8) in (5) und (6) ein, multiplizieren aus und ordnen die Glieder der Gleichungen. Damit erhalten wir für den gesamten Kettenvierpol:

$$U_1 = (A'_{11}\, A''_{11} + A'_{12}\, A''_{21}) \cdot U_2 + (A'_{11}\, A''_{12} + A'_{12}\, A''_{22}) \cdot (-I_2) \tag{9}$$

$$I_1 = (A'_{21}\, A''_{11} + A'_{22}\, A''_{21}) \cdot U_2 + (A'_{21}\, A''_{12} + A'_{22}\, A''_{22}) \cdot (-I_2) \tag{10}$$

Um diese für die Kettenschaltung geltenden Zusammenhänge leichter zu übersehen, seien die Koeffizienten der Vierpole I und II so herausgeschrieben

Vierpol I $\begin{pmatrix} A'_{11} & A'_{12} \\ A'_{21} & A'_{22} \end{pmatrix}$ ← Zeile 1, ← Zeile 2

Vierpol II $\begin{pmatrix} A''_{11} & A''_{12} \\ A''_{21} & A''_{22} \end{pmatrix}$

↑ Spalte 1 ↑ Spalte 2

Hiermit ergibt sich als

Regel für die Kettenschaltung: Jeder der vier Koeffizienten des Gesamtvierpoles folgt aus den Produkten der Koeffizienten der Einzelvierpole nach folgender Regel:

Erster Koeffizient: A_{11}

(1. Glied Zeile 1) (1. Glied Spalte 1) + (2. Glied Zeile 1) · (2. Glied Spalte 1)

A'_{11} A''_{11} A'_{12} A''_{21}

Zweiter Koeffizient: A_{12}

(1. Glied Zeile 1) · (1. Glied Spalte 2) + (2. Glied Zeile 1) · (2. Glied Spalte 2)

A'_{11} A''_{12} A'_{12} A''_{22}

Dritter Koeffizient: A_{21}

(1. Glied Zeile 2) · (1. Glied Spalte 1) + (2. Glied Zeile 2) · (2. Glied Spalte 1)

A'_{21} A''_{11} A'_{22} A''_{21}

Vierter Koeffizient: A_{22}

(1. Glied Zeile 2) · (2. Glied Spalte 2) + (2. Glied Zeile 2) · (2. Glied Spalte 2)

A'_{21} A''_{12} A'_{22} A''_{22}

Das ergibt in der auf der vorhergehenden Seite für die Einzelvierpole eingeführten Schreibweise für den Gesamtvierpol:

$$\begin{pmatrix} A'_{11}A''_{11} + A'_{12}A''_{21} & A'_{11}A''_{12} + A'_{12}A''_{22} \\ A'_{21}A''_{11} + A'_{22}A''_{21} & A'_{21}A''_{12} + A'_{22}A''_{22} \end{pmatrix}$$

Die drei eingeklammerten Koeffizientenzusammenstellungen sind die Koeffizientenmatrizen des Vierpols I, des Vierpols II und des Vierpols, der die Kettenschaltung dieser beiden Vierpole umfaßt. Die Klammern, die diese Koeffizientenanordnungen einschließen, sind Zeichen dafür, daß es sich um Matrizen handelt.

Das Verfahren der Matrizenrechnung hat die Stellung der Koeffizienten zur Grundlage. Die oben gefundene Regel für die Kettenschaltung zweier Vierpole ist nichts anderes als die Regel für die Multiplikation zweier Matrizen.

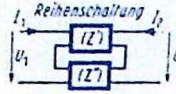
Das Beispiel der Kettenschaltung deutet an, daß die Matrizendarstellung das rechnerische Behandeln von Vierpolschaltungen zu erleichtern vermag. In diesem Sinne ist der Matrizenrechnung im Zusammenhang mit Vierpolen hier (siehe Seite 49, 55) ein besonderer Beitrag gewidmet.

Die folgende Tabelle enthält die Koeffizienten von Schaltungen, die aus zwei Vierpolen bestehen. Die Koeffizienten sind so angeordnet und so mit Klammern versehen, daß die Angaben gleichzeitig die Koeffizientenmatrizen der einzelnen Schaltungen bedeuten.

Die wichtigsten Vierpol-Schaltungen

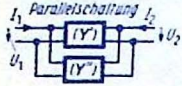
Schaltung der Vierpole: | Koeffizienten der Schaltung:

Reihenschaltung



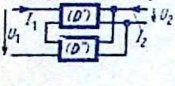
$$\begin{pmatrix} Z'_{11} + Z''_{11} & Z'_{12} + Z''_{12} \\ Z'_{21} + Z''_{21} & Z'_{22} + Z''_{22} \end{pmatrix}$$

Parallelschaltung



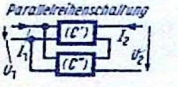
$$\begin{pmatrix} Y'_{11} + Y''_{11} & Y'_{12} + Y''_{12} \\ Y'_{21} + Y''_{21} & Y'_{22} + Y''_{22} \end{pmatrix}$$

Reihenparallelschaltung



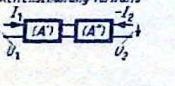
$$\begin{pmatrix} D'_{11} + D''_{11} & D'_{12} + D''_{12} \\ D'_{21} + D''_{22} & D'_{22} + D''_{22} \end{pmatrix}$$

Parallelreihenschaltung



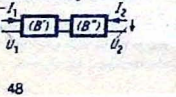
$$\begin{pmatrix} C'_{11} + C''_{11} & C'_{12} + C''_{12} \\ C'_{21} + C''_{21} & C'_{22} + C''_{22} \end{pmatrix}$$

Kettenschaltung vorwärts



$$\begin{pmatrix} A'_{11} A''_{11} + A'_{12} A''_{21} & A'_{11} A''_{12} + A'_{12} A''_{22} \\ A'_{21} A''_{11} + A'_{22} A''_{21} & A'_{12} A''_{22} + A'_{22} A''_{22} \end{pmatrix}$$

Kettenschaltung rückwärts



$$\begin{pmatrix} B'_{11} B''_{11} + B'_{12} B''_{21} & B'_{11} B''_{12} + B'_{12} B''_{22} \\ B'_{21} B''_{11} + B'_{22} B''_{21} & B'_{21} B''_{12} + B'_{22} B''_{22} \end{pmatrix}$$

Vierpole in Matrizendarstellung

Die Vierpolkoeffizienten

Jedes der sieben Vierpol-Gleichungspaare (siehe Seite 38) enthält jeweils vier Koeffizienten. In der ursprünglichen Form eines Gleichungspaares wird für alle vier hierzu gehörenden Koeffizienten derselbe Buchstabe mit vier verschiedenen Indizes benutzt. Die Buchstaben sind:

$$Z \quad Y \quad D \quad C \quad A \quad B \quad H$$

Als Indizes dienen: 11, 12, 21, 22. Die Reihenfolge in den Gleichungspaaren und damit auch in den Matrizen entspricht der des Lesens der Zeilen: Die erste Ziffer gehört zur Zeile, die zweite zur Stellung in der Zeile:

$$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \qquad \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \qquad \text{usw.}$$

Matrizenform der Vierpolgleichungen

Vielfach werden nur die Koeffizienten der Vierpolgleichungen in Form von Matrizen angeschrieben. Doch kann man auch die Vierpol-Gleichungspaare selbst in Matrizenform bringen.

Ein Vierpol-Gleichungspaar hat auf seiner linken Seite zwei Einzelgrößen. Diese können – unter zweimaliger Zuhilfenahme der Zahl Null als Koeffizienten – ebenfalls in Matrizenform geschrieben werden.

In der Matrizen-Gleichung, die zu einem Vierpol-Gleichungspaar gehört, ergibt sich rechts vom Gleichheitszeichen ein Produkt aus zwei Matrizen, wobei, übereinstimmend mit der Matrizen-Multiplikationsregel (siehe Seite 55), in der zweiten Matrix wiederum die Zahl Null zweimal als Koeffizient auftritt.

Beispiel: Vierpol-Gleichungspaar

$$U_1 = Z_{11}\, I_1 + Z_{12}\, I_2$$
$$U_2 = Z_{21}\, I_1 + Z_{22}\, I_2$$

zugehörige Matrizengleichung

$$\begin{pmatrix} U_1 & 0 \\ U_2 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 & 0 \\ I_2 & 0 \end{pmatrix}$$

Die hier folgende Probe zeigt die Zulässigkeit der Ergänzungen:

$$\begin{pmatrix} U_1 & 0 \\ U_2 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11}\, I_1 + Z_{12}\, I_2 & Z_{11}\, 0 + Z_{12}\, 0 \\ Z_{21}\, I_1 + Z_{22}\, I_2 & Z_{21}\, 0 + Z_{22}\, 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11}\, I_1 + Z_{12}\, I_2 & 0 \\ Z_{21}\, I_1 + Z_{22}\, I_2 & 0 \end{pmatrix}$$

Die Tabelle I enthält die Vierpol-Gleichungspaare in Matrizenform, und zwar einmal ausführlich angeschrieben und einmal gekürzt dargestellt. Daneben sind die Vierpolschaltungen genannt, die sich mit den einzelnen Formen der Vierpolgleichungen unmittelbar behandeln lassen.

Tabelle I: Vierpolgleichungen in Matrizenform

	vollständig angeschrieben:	gekürzt:
	Widerstandsmatrix = (Z) **Reihenschaltung**	
1	$\begin{pmatrix} U_1 & 0 \\ U_2 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 & 0 \\ I_2 & 0 \end{pmatrix}$	$(U) = (Z) \cdot (I)$
	Leitwertmatrix = (Y) **Parallelschaltung**	
2	$\begin{pmatrix} I_1 & 0 \\ I_2 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_1 & 0 \\ U_2 & 0 \end{pmatrix}$	$(I) = (Y) \cdot (U)$
	Reihenparallelmatrix = (D) **Reihenparallelschaltung**	
3	$\begin{pmatrix} U_1 & 0 \\ I_2 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_2 & 0 \\ I_1 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = (D) \cdot \begin{pmatrix} U_2 \\ I_1 \end{pmatrix}$
	Parallelreihenmatrix = (C) **Parallelreihenschaltung**	
4	$\begin{pmatrix} I_1 & 0 \\ U_2 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_2 & 0 \\ U_1 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} I_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = (C) \cdot \begin{pmatrix} I_2 \\ U_1 \end{pmatrix}$
	Kettenmatrix vorwärts = (A) **Kettenschaltung vorwärts**	
5	$\begin{pmatrix} U_1 & 0 \\ I_1 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_2 & 0 \\ -I_2 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = (A) \cdot \begin{pmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{pmatrix}$
	Kettenmatrix rückwärts = (B) **Kettenschaltung rückwärts**	
6	$\begin{pmatrix} U_2 & 0 \\ I_2 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_1 & 0 \\ -I_1 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = (B) \cdot \begin{pmatrix} U_1 \\ -I_1 \end{pmatrix}$

Umrechnen der Koeffizienten

Sämtliche Vierpol-Gleichungspaare enthalten die zwei Spannungen U_1 und U_2 sowie die zwei Ströme I_1 und I_2 irgendwie. Die Koeffizienten wechseln, hängen aber doch derart miteinander zusammen, daß sie sich ineinander umrechnen lassen. Ein solches Umrechnen kommt für den Übergang von einem Gleichungspaar zu einem anderen in Betracht. Zu einer jeden Vierpol-Kombination eignet sich ein jeweils bestimmtes Gleichungspaar besser als eines der anderen Gleichungspaare.

Das Umrechnen der Koeffizienten sei hier an einem Beispiel gezeigt. Anschließend wird eine Tabelle gebracht, die Umrechnungen weiterhin erspart.

Beispiel: Benötigt werden die Vierpolgleichungen mit D-Koeffizienten, also in dieser Form:

$$U_1 = D_{11}\,U_2 + D_{12}\,I_1$$
$$I_2 = D_{21}\,U_2 + D_{22}\,I_1$$

Gegeben sind jedoch die Vierpolgleichungen mit Z-Koeffizienten:

$$U_1 = Z_{11}\,I_1 + Z_{12}\,I_2$$
$$U_2 = Z_{21}\,I_1 + Z_{22}\,I_2$$

Da die Spannungen U_1 und U_2 sowie die Ströme I_1 und I_2 für beide Gleichungspaare nach Wert und Phase übereinstimmen, formt man die gegebenen Gleichungen so um, daß die Spannungen und Ströme die dem anderen Gleichungspaar entsprechenden Stellungen einnehmen und vergleicht schließlich die Koeffizienten.

Man geht demgemäß z. B. so vor, daß man aus der für U_2 gegebenen Gleichung den Strom I_2 ermittelt:

$$I_2 = \frac{1}{Z_{22}} \cdot U_2 - \frac{Z_{21}}{Z_{22}} \cdot I_1$$

Damit hat man zunächst die der zweiten Gleichung mit den Koeffizienten D entsprechende neue Gleichung. Den hierdurch gegebenen Ausdruck für I_2 setzt man nun in die für U_1 gegebene Gleichung ein:

$$U_1 = \frac{Z_{12}}{Z_{22}} \cdot U_2 + \frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}} \cdot I_1$$

Der in der letzten Gleichung enthaltene Ausdruck $Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$ ist, wie auf Seite 57 ausgeführt, nichts anderes als die Determinante $||Z||$. Der Koeffizientenvergleich ergibt:

$$D_{11} = \frac{Z_{12}}{Z_{22}} \qquad D_{12} = \frac{||Z||}{Z_{22}}$$

$$D_{21} = \frac{1}{Z_{22}} \qquad D_{22} = \frac{-Z_{21}}{Z_{22}}$$

Die folgende Tabelle II enthält die Koeffizientenmatrizen und zeigt die Beziehungen zwischen ihnen.

Tabelle II: Koeffizientenumrechnung

$$\|Z\| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21} \qquad \|Y\| = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{22} \qquad \|D\| = D_{11}D_{22} - D_{12}D_{21}$$

	Z	Y	D
(Z)	$= \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} \frac{Y_{22}}{\|Y\|} & \frac{-Y_{12}}{\|Y\|} \\ \frac{-Y_{21}}{\|Y\|} & \frac{Y_{11}}{\|Y\|} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} \frac{-\|D\|}{D_{21}} & \frac{D_{11}}{D_{21}} \\ \frac{-D_{22}}{D_{21}} & \frac{1}{D_{21}} \end{pmatrix} =$
(Y)	$= \begin{pmatrix} \frac{Z_{22}}{\|Z\|} & \frac{-Z_{12}}{\|Z\|} \\ \frac{-Z_{21}}{\|Z\|} & \frac{Z_{11}}{\|Z\|} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} \frac{1}{D_{12}} & \frac{-D_{11}}{D_{12}} \\ \frac{D_{22}}{D_{12}} & \frac{-\|D\|}{D_{12}} \end{pmatrix} =$
(D)	$= \begin{pmatrix} \frac{Z_{12}}{Z_{22}} & \frac{\|Z\|}{Z_{22}} \\ \frac{1}{Z_{22}} & \frac{-Z_{21}}{Z_{22}} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} \frac{-Y_{12}}{Y_{11}} & \frac{1}{Y_{11}} \\ \frac{\|Y\|}{Y_{11}} & \frac{Y_{21}}{Y_{11}} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{pmatrix} =$
(C)	$= \begin{pmatrix} \frac{-Z_{12}}{Z_{11}} & \frac{1}{Z_{11}} \\ \frac{\|Z\|}{Z_{11}} & \frac{Z_{21}}{Z_{11}} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} \frac{Y_{12}}{Y_{22}} & \frac{\|Y\|}{Y_{22}} \\ \frac{1}{Y_{22}} & \frac{-Y_{21}}{Y_{22}} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} \frac{D_{11}}{\|D\|} & \frac{-D_{21}}{\|D\|} \\ \frac{-D_{12}}{\|D\|} & \frac{D_{21}}{\|D\|} \end{pmatrix} =$
(A)	$= \begin{pmatrix} \frac{Z_{11}}{Z_{21}} & \frac{\|Z\|}{Z_{21}} \\ \frac{1}{Z_{21}} & \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} \frac{-Y_{22}}{Y_{21}} & \frac{-1}{Y_{21}} \\ \frac{-\|Y\|}{Y_{21}} & \frac{-Y_{11}}{Y_{21}} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} \frac{\|D\|}{D_{21}} & \frac{-D_{12}}{D_{22}} \\ \frac{-D_{21}}{D_{22}} & \frac{-1}{D_{22}} \end{pmatrix} =$
(B)	$= \begin{pmatrix} \frac{Z_{22}}{Z_{12}} & \frac{\|Z\|}{Z_{12}} \\ \frac{1}{Z_{12}} & \frac{Z_{11}}{Z_{12}} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} \frac{-Y_{11}}{Y_{12}} & \frac{-1}{Y_{12}} \\ \frac{-\|Y\|}{Y_{12}} & \frac{-Y_{22}}{Y_{12}} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} \frac{1}{D_{11}} & \frac{D_{12}}{D_{11}} \\ \frac{D_{21}}{D_{11}} & \frac{-\|D\|}{D_{11}} \end{pmatrix} =$
(H)	$= \begin{pmatrix} \frac{\|Z\|}{Z_{22}} & \frac{Z_{12}}{Z_{22}} \\ \frac{-Z_{21}}{Z_{22}} & \frac{1}{Z_{22}} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} \frac{1}{Y_{11}} & \frac{-Y_{12}}{Y_{11}} \\ \frac{Y_{21}}{Y_{11}} & \frac{\|Y\|}{Y_{11}} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} D_{12} & D_{11} \\ D_{22} & D_{21} \end{pmatrix} =$

$\|C\| = C_{11}C_{12} - C_{12}C_{22}$ $\|A\| = A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21}$ $\|B\| = B_{11}B_{12} - B_{12}B_{21}$ $\|H\| = H_{11}H_{22} - H_{12}H_{21}$

C A B H

$$\begin{pmatrix} 1 & -C_{11} \\ C_{12} & C_{12} \\ C_{22} & -\|C\| \\ C_{12} & C_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & \|A\| \\ A_{21} & A_{21} \\ 1 & A_{22} \\ A_{21} & A_{21} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_{22} & 1 \\ B_{21} & B_{21} \\ \|B\| & B_{11} \\ B_{21} & B_{21} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \|H\| & H_{12} \\ H_{22} & H_{22} \\ -H_{21} & 1 \\ H_{22} & H_{22} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} -\|C\| & C_{11} \\ C_{21} & C_{21} \\ -C_{22} & 1 \\ C_{21} & C_{21} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{22} & -\|A\| \\ A_{12} & A_{12} \\ -1 & A_{11} \\ A_{12} & A_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_{11} & -1 \\ B_{12} & B_{12} \\ -\|B\| & B_{22} \\ B_{12} & B_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -H_{12} \\ H_{11} & H_{11} \\ H_{21} & \|H\| \\ H_{11} & H_{11} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \dfrac{C_{11}}{\|C\|} & \dfrac{-C_{21}}{\|C\|} \\ \dfrac{-C_{12}}{\|C\|} & \dfrac{C_{22}}{\|C\|} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{\|A\|}{A_{22}} & \dfrac{A_{12}}{A_{22}} \\ \dfrac{A_{21}}{A_{22}} & \dfrac{-1}{A_{22}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & B_{12} \\ B_{11} & B_{11} \\ B_{21} & -\|B\| \\ B_{11} & B_{11} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{12} & H_{11} \\ H_{22} & H_{21} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\|A\| & A_{21} \\ A_{11} & A_{11} \\ A_{12} & 1 \\ A_{11} & A_{11} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & B_{21} \\ B_{22} & B_{22} \\ B_{12} & \|B\| \\ B_{22} & B_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -H_{12} & H_{22} \\ \|H\| & \|H\| \\ H_{11} & -H_{21} \\ \|H\| & \|H\| \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} 1 & -C \\ C_{22} & C_{22} \\ C_{12} & -\|C\| \\ C_{22} & C_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ & \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_{22} & B_{12} \\ \|B\| & \|B\| \\ B_{21} & B_{11} \\ \|B\| & \|B\| \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\|H\| & -H_{11} \\ H_{21} & H_{21} \\ -H_{22} & -1 \\ H_{21} & H_{21} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \|C\| & -C_{21} \\ C_{11} & C_{11} \\ -C_{12} & -1 \\ C_{11} & C_{11} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{22} & A_{12} \\ \|A\| & \|A\| \\ A_{21} & A_{11} \\ \|A\| & \|A\| \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_{11} & B_{12} \\ & \\ B_{21} & B_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & H_{11} \\ H_{12} & H_{12} \\ H_{22} & \|H\| \\ H_{12} & H_{12} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} -C_{21} & C_{11} \\ \|C\| & \|C\| \\ C_{22} & -C_{12} \\ \|C\| & \|C\| \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{12} & \|A\| \\ A_{22} & A_{22} \\ -1 & A_{21} \\ A_{22} & A_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_{12} & 1 \\ B_{11} & B_{11} \\ -\|B\| & B_{21} \\ B_{11} & B_{11} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ & \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix}$$

Art des Vierpols und Koeffizientenbedingungen

Umkehrbarer Vierpol. Wird ein umkehrbarer Vierpol am Ausgang mit Z_A abgeschlossen und am Eingang mit einer Spannung E über einen Widerstand Z_E gespeist, so fließt im Ausgang der Strom $-I_2$. Legt man die Spannung E in den Ausgang in Reihe mit Z_A, so fließt im Eingang, der nun mit Z_E abgeschlossen ist, der Strom $-I_1'$. Ist $-I_1'$ gleich groß wie $-I_2$, so handelt es sich um einen umkehrbaren Vierpol (**Bilder 1 und 2**).

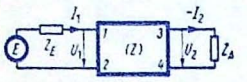


Bild 1

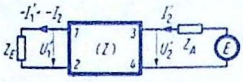


Bild 2

Zu diesen zwei Bildern gehören folgende beiden Gleichungspaare:

$$U_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 = E - Z_E I_1 \quad \text{und} \quad U_1' = Z_{11} I_2 + Z_{12} I_2' = -Z_E I_2,$$
$$U_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 = -Z_A I_2 \qquad U_2' = Z_{21} I_2 + Z_{22} I_2' = E - Z_A I_2'$$

Wir rechnen aus diesen Gleichungspaaren jeweils den Strom I_2 aus und erhalten:

$$I_2 = E \cdot Z_{21} \cdot \frac{1}{Z_{12} Z_{21} - (Z_{22} + Z_A)(Z_{11} + Z_E)} \quad \text{und}$$

$$I_2 = E \cdot Z_{12} \cdot \frac{1}{Z_{12} Z_{21} - (Z_{22} + Z_A)(Z_{11} + Z_E)}$$

Beide Ausdrücke für den Strom I_2 werden einander gleich, wenn $Z_{12} = Z_{21}$. Also gilt für den umkehrbaren Vierpol*)

(Z)	(Y)	(D)	(C)	(A)	(B)
$Z_{12} = Z_{21}$	$Y_{12} = Y_{21}$	$D_{11} = -D_{22}$	$C_{11} = C_{21}$	$\|\|A\|\| = 1$	$\|\|B\|\| = 1$

Symmetrischer Vierpol. Hierfür gelten nachstehende Koeffizienten-Bedingungen:

(Z)	(Y)	(D)	(C)	(A)	(B)
$Z_{11} = Z_{22}$	$Y_{11} = Y_{22}$	$\|\|D\|\| = 1$	$\|\|C\|\| = 1$	$A_{11} = A_{22}$	$B_{11} = B_{22}$
$Z_{12} = Z_{21}$	$Y_{12} = Y_{21}$			$\|\|A\|\| = 1$	$\|\|B\|\| = 1$

Aktiver Vierpol. Eine der folgenden Bedingungen muß erfüllt sein:

G_{11} negativ $\qquad$ G_{22} negativ $\qquad$ $G_{11} \cdot G_{22} < {}^1/_4 \, |Y_{12} + Y_{21}|^2$

Beispiel: Die Röhre als aktiver Vierpol (siehe Seite 214).

Passiver Vierpol. Keine der eben genannten Bedingungen darf erfüllt sein.

Passiver, verlustfreier Vierpol. Folgende Bedingungen müssen erfüllt sein:

$G_{11} = 0 \qquad G_{22} = 0 \qquad G_{12} = -G_{21} \qquad B_{12} = B_{21}$

*) Das Eingrenzen mit zwei Doppelstrichen bedeutet: Determinante (siehe Seite 57).

Matrizen- und Determinantenrechnung

Hier werden die Erklärungen gegeben und die Zusammenhänge gebracht, die für das rechnerische Behandeln der Vierpole wesentlich sind.

Begriff der Matrix

Eine Matrix (Matrize) wird gebildet durch Anschreiben von Koeffizienten in einer rechteckigen oder quadratischen, aus Zeilen und Spalten gebildeten Anordnung. Beispiel:

$$\begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} = (A) \quad \text{(Kurz-Schreibweise)}$$

Diese Matrix ist zweizeilig (zweireihig). Außerdem ist sie quadratisch, weil hier Zeilen- und Spaltenzahl miteinander übereinstimmen.

Die Matrix ist ein Schema. Die Matrizendarstellung ermöglicht mechanisches und damit abgekürztes Berechnen vieler Zusammenhänge. Man verwendet die Matrizendarstellung so beispielsweise im Zusammenhang mit Vierpolschaltungen.

Wie aus ihrer hier gegebenen Erklärung folgt, haben Matrizen keine Zahlenwerte. Sie sind lediglich Schemen, die nach dafür geltenden Regeln umgeformt und kombiniert werden können.

Die im folgenden angegebenen Regeln beziehen sich auf zweireihige quadratische Matrizen.

Matrizen-Gleichheit

Matrizen sind einander lediglich dann gleich, wenn ihre Koeffizienten sowohl bezüglich der Werte wie auch nach ihren Stellungen innerhalb der Matrix übereinstimmen. Nur falls z. B.: $Z'_{11} = Z''_{11}$, $Z'_{12} = Z''_{12}$, $Z'_{21} = Z''_{21}$ und $Z'_{22} = Z''_{22}$, gilt:

$$\begin{pmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} \\ Z'_{21} & Z'_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z''_{11} & Z''_{12} \\ Z''_{21} & Z''_{22} \end{pmatrix} \text{ bzw. } (Z') = (Z'')$$

Matrizen-Addition

Matrizen werden addiert, indem man die Koeffizienten, die gleiche Stellungen in den Matrizen haben, als Summen zusammenfaßt. Die Reihenfolge der Summanden ist dabei gleichgültig.

$$\begin{pmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} \\ Z'_{21} & Z'_{22} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Z''_{11} & Z''_{12} \\ Z''_{21} & Z''_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z'_{11} + Z''_{11} & Z'_{12} + Z''_{12} \\ Z'_{21} + Z''_{21} & Z'_{22} + Z''_{22} \end{pmatrix} \text{ bzw.}$$

$$(Z') \quad + \quad (Z'') \quad = \quad (Z' + Z'')$$

Matrizen-Multiplikation

Die Reihenfolge der als Faktoren auftretenden Matrizen ist im allgemeinen nicht vertauschbar:

$$(A') \cdot (A'') \neq (A'') \cdot (A')$$

Bei mehreren Faktoren ist es belanglos, welches der Teilprodukte zuerst gebildet wird:

$$[(A) \cdot (B)] \cdot (C) = (A) \cdot [(B) \cdot (C)]$$

Zwei Matrizen lassen sich miteinander nur dann vervielfachen, wenn die Spaltenzahl der einen Matrix gleich der Zeilenzahl der andern Matrix ist.

Jeder Koeffizient des Produktes besteht in einer Summe von Koeffizientenprodukten. Hierbei ist stets eine Zeile der einen Matrix mit einer Spalte der andern Matrix verbunden:

$$\begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11}\,B_{11} + A_{12}\,B_{21} & A_{11}\,B_{12} + A_{12}\,B_{22} \\ A_{21}\,B_{11} + A_{22}\,B_{21} & A_{21}\,B_{12} + A_{22}\,B_{22} \end{pmatrix}$$

Multiplikation einer Matrix mit einem einzelnen Faktor

Ein mit einer Matrix vervielfachter Faktor (z. B. k) erscheint als Faktor in allen Koeffizienten der Matrix. Beispiel:

$$k\,(A) = k \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k\,A_{11} & k\,A_{12} \\ k\,A_{21} & k\,A_{22} \end{pmatrix}$$

Der Faktor (hier z. B. k) kann als Matrix angeschrieben werden. Damit ergibt sich:

$$k \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k & 0 \\ 0 & k \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k\,A_{11} & k\,A_{12} \\ k\,A_{21} & k\,A_{22} \end{pmatrix}$$

In diesem Sonderfall ist die Reihenfolge der Faktoren beliebig!

Matrix-Kehrwert

Der Kehrwert einer Matrix (inverse oder reziproke Matrix) ergibt sich wie folgt:

$$\frac{1}{(Z)} = (Z)^{-1} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}^{-1} = \frac{1}{||Z||} \begin{pmatrix} Z_{22} & -Z_{12} \\ -Z_{21} & Z_{11} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{Z_{22}}{||Z||} & -\frac{Z_{12}}{||Z||} \\ -\frac{Z_{21}}{||Z||} & \frac{Z_{11}}{||Z||} \end{pmatrix}$$

Darin ist $||Z||$ die Determinante zu der Matrix (Z) (siehe Seite 57). Das Produkt stellt

$$(Z) \cdot (Z)^{-1} = (Z)^{-1} \cdot (Z) = 1$$

wieder einen solchen Sonderfall dar, in dem die Reihenfolge der Faktoren beliebig ist. Der für $(Z)^{-1}$ gewonnene Ausdruck gilt nicht im Fall, daß $||Z|| = 0$

Matrizen-Division

Man teilt eine Matrix durch eine andere Matrix, indem man statt durch die Matrix zu teilen, mit deren reziprokem Wert vervielfacht. Beispiel: gegeben $(A) \cdot (B) = (C)$, gesucht (B).

Man multipliziert die Gleichung mit $(A)^{-1}$. Das gibt

$$(A)^{-1} \cdot (A) \cdot (B) = (A)^{-1}\,(C) = (B), \qquad \text{da } (A)^{-1} \cdot (A) = 1$$

Singuläre Matrix

Ein schwingender, unbelasteter Vierpol mit fehlendem Eingangs- und Ausgangsleitwert weist eine singuläre Matrix auf. Für ihn gilt

$$Y_I = Y_{11} - \frac{Y_{12}\,Y_{21}}{Y_{22}} = 0$$

$$Y_{II} = Y_{22} - \frac{Y_{12}\,Y_{21}}{Y_{11}} = 0$$

Aus diesen beiden Gleichungen folgt

$$Y_{11}\,Y_{22} = Y_{12}\,Y_{21} \quad \text{oder} \quad Y_{11}\,Y_{22} - Y_{12}\,Y_{21} = 0$$

Begriff der Determinante

Den zuletzt angeschriebenen Ausdruck $Y_{11}\,Y_{22} - Y_{12}\,Y_{21}$ bezeichnet man als den Wert der Determinante zweiten Grades von Y und schreibt für die Determinante kurz $\|Y\|$. Eine Determinante ist eine abgekürzt geschriebene spezielle Rechenvorschrift, die n^2 Elemente miteinander verknüpft.

Die Determinante ist also im Gegensatz zu einer Matrix kein reines Schema, das lediglich in mathematischen Entwicklungen benutzt wird. Die Determinante hat vielmehr einen Wert, der nach der durch sie gegebenen Rechenvorschrift ermittelt werden kann. Die n^2 Elemente der Determinante sind in n Zeilen und n Spalten (n Kolonnen) angeordnet. Somit stimmen in den Determinanten Zeilen- und Spaltenzahl stets miteinander überein. Die Zahl n nennt den Grad der Determinante. Hierzu ein weiteres Beispiel für eine Determinante zweiten Grades:

$$\|Z\| = \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix} = Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12} \cdot Z_{21}$$

Rechts neben ihr ist ihr Wert angeschrieben. Wie man sieht, ist dieser Wert durch eine algebraische Summe von Produkten dargestellt. Allgemein wird der Wert einer Determinante n ten Grades dargestellt durch eine algebraische Summe aus $n!$ Produkten ($2! = 2$). Jedes dieser Produkte weist n Faktoren auf, wobei in dem einzelnen Produkt jede Zeile und jede Spalte einmal durch einen Faktor vertreten sind.

Die Vorzeichenregel für die Determinante zweiten Grades lautet: Das sich aus der Diagonale von links oben nach rechts unten ergebende Produkt ist positiv, das andere Produkt negativ einzusetzen.

Determinante zu einer Matrix

Eine mit einer quadratischen Matrix gegebene Koeffizientenanordnung kann auch als Determinante auftreten und damit wertmäßig errechnet werden. Es ist jedoch falsch, zu sagen, der Wert einer Matrix sei durch die ihr entsprechende Determinante gegeben. Die Matrix selbst ist ein reines Schema.

Besonderheiten der Determinanten zweiten Grades

Hat eine Determinante zweiten Grades den Wert Null, so sind die beiden Glieder ihrer algebraischen Summe einander gleich. Beispiel:

$$0 = \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix} = Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12} \cdot Z_{21} = 0\,; \quad Z_{11} \cdot Z_{22} = Z_{12} \cdot Z_{21}$$

Der Wert einer Determinante bleibt bei Vertauschen der Zeilen mit den Spalten erhalten:

$$\begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix} = Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12} \cdot Z_{21} = \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{21} \\ Z_{12} & Z_{22} \end{vmatrix} = Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{21} \cdot Z_{12}$$

Eine Determinante ändert ihr Vorzeichen, wenn entweder Zeile mit Zeile oder Spalte mit Spalte vertauscht wird.

$$\begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix} = Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12} \cdot Z_{21} = - \begin{vmatrix} Z_{21} & Z_{22} \\ Z_{11} & Z_{12} \end{vmatrix} = - \begin{vmatrix} Z_{12} & Z_{11} \\ Z_{22} & Z_{21} \end{vmatrix}$$

Rechenregeln für Determinanten zweiten Grades

Die Addition von Determinanten, die in allen Zeilen (oder Spalten) bis auf eine übereinstimmen, erfolgt, indem die nichtübereinstimmenden Zeilen (oder Spalten) addiert und die übereinstimmenden Zeilen (oder Spalten) beibehalten werden:

$$\begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} A_{11} & P \\ A_{21} & U \end{vmatrix} = A_{11} A_{22} - A_{12} A_{21} + A_{11} U - P A_{21} =$$

$$= \begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} + P \\ A_{21} & A_{22} + U \end{vmatrix}$$

Die Multiplikation einer Determinante mit einer Zahl P, die auch komplex sein kann, geschieht, indem lediglich die Koeffizienten einer Spalte mit der Zahl P vervielfacht werden. Welche Spalte hierzu gewählt wird, ist gleichgültig. Richtig ist auch, beide Spalten mit $\sqrt{P}$ zu vervielfachen:

$$P \cdot \| Z \| = P \cdot (Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}) = P Z_{11} Z_{22} - P Z_{12} Z_{21} =$$

$$= \begin{vmatrix} P Z_{11} & Z_{12} \\ P Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Z_{11} & P Z_{12} \\ Z_{21} & P Z_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \sqrt{P} Z_{11} & \sqrt{P} Z_{12} \\ \sqrt{P} Z_{21} & \sqrt{P} Z_{22} \end{vmatrix}$$

Die Multiplikation zweier Determinanten gibt gleiche formale Verknüpfung der Koeffizienten wie die Multiplikation zweier Matrizen. Da sich der Wert einer Determinante beim Vertauschen von Zeilen mit Spalten nicht ändert, erhält man hier — im Gegensatz zu Matrizen — vier gleichwertige Produktbildungen:

$$\begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A_{11} B_{11} + A_{12} B_{21} & A_{11} B_{12} + A_{12} B_{22} \\ A_{21} B_{11} + A_{22} B_{21} & A_{21} B_{12} + A_{22} B_{22} \end{vmatrix}$$

$$\begin{vmatrix} A_{11} & A_{21} \\ A_{12} & A_{22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A_{11} B_{11} + A_{21} B_{21} & A_{11} B_{12} + A_{21} B_{22} \\ A_{12} B_{11} + A_{22} B_{21} & A_{12} B_{12} + A_{22} B_{22} \end{vmatrix}$$

$$\begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} B_{11} & B_{21} \\ B_{12} & B_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A_{11} B_{11} + A_{12} B_{12} & A_{11} B_{21} + A_{12} B_{22} \\ A_{21} B_{11} + A_{22} B_{12} & A_{21} B_{21} + A_{22} B_{22} \end{vmatrix}$$

$$\begin{vmatrix} A_{11} & A_{21} \\ A_{12} & A_{22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} B_{11} & B_{21} \\ B_{12} & B_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A_{11} B_{11} + A_{21} B_{12} & A_{11} B_{21} + A_{21} B_{22} \\ A_{12} B_{11} + A_{22} B_{12} & A_{12} B_{21} + A_{23} B_{22} \end{vmatrix}$$

Amerikanische und englische Abkürzungen

Hier sind die gebräuchlichsten Abkürzungen zusammengestellt. Die Abkürzungen werden vielfach entweder mit kleinen Buchstaben und Punkten oder mit großen Buchstaben ohne Punkte geschrieben bzw. gedruckt. Doch kann man die Punkte auch hinter kleinen Buchstaben weglassen. In der Zusammenstellung wurde dies getan, zumal diese Punkte in manchen Fällen unzulässig wären (z. B. für ant = antenne). Großen Buchstaben ist der Vorzug in den Fällen gegeben worden, in denen sie besonders begründet sind. Bei den Abkürzungen in Klammern gesetzte Buchstaben werden auch weggelassen.

AAAS	American Association for the Advancement of Science	Amerikanische Gesellschaft zur Förderung der Wissenschaft
AAE	American Association of Engineers	Amerikanischer Ingenieurverband
abc	automatic bass control	gehörrichtige Lautstärkeregelung
abc	automatic binary computer	automatischer Rechner mit dem Zweiersystem arbeitend
abc	automatic brightness control	selbsttätige Helligkeitsregelung
abs	absolut	Absolutwert
abt	about	ungefähr
ac	alternating current	Wechselstrom
ac–dc	alternating and direct current	Allstrom
acc	acceleration	Beschleunigung
ace	automatic computing engine	selbsttätiger Rechner
ACS	American Chemical Society	Amerikanische Chemische Gesellschaft
adf	automatic direction finder	selbsttätiger Peiler
adpt	adapter	Adapter
AEC	American Engineering Council	Senat der Amerikanischen Ingenieure
AEC	Atomic Energy Commission	Atomenergie-Kommission
AECS	American Electro-Chemical Society	Amerikanische Elektrochemische Gesellschaft
af	audio frequency	Tonfrequenz
afb	anti-friction bearing	Lager mit äußerst geringer Reibung
afc	automatic frequency control	selbsttätige Frequenzregelung
aft	audio transformer	Tonfrequenztransformator
agc	automatic gain control	selbsttätige Verstärkungsregelung
agcl	automatic ground controlled landing	von Erdstation gesteuerte automatische Landung
ah	ampere hour	Amperestunde
AIEE	American Institute of Electrical Engineers	Amerikanisches Institut der Elektro-Ingenieure

AIP	American Institute of Physics	Amerikanisches Institut für Physik
alc	alcohol	Alkohol
alc	aluminium casting	Alumiumguß
alm	alarm	Alarm
alt	alternator	Wechselstromgenerator, Umformer
am	ammeter	Strommesser
am	amplitude modulation	Amplitudenmodulation
am	amplitude	Scheitelwert
ampl	amplifier	Verstärker
anl	automatic noise limiter	selbsttätiger Rausch-Begrenzer
ant	antenna	Antenne
AP	American patent	Amerikanisches Patent
apbx	automatic private branch exchange	Nebenstellen-Selbstwählzentrale
apc	automatic phase control	selbsttätige Phasenregelung
apec	all purpose electronic computor	elektronischer Rechner für alle Zwecke, Universalrechner
api	air position indicator	Positionsanzeiger (Luftfahrt)
apl	Applied Physics Laboratory	Laboratorium für technische Physik
app(x)	appendix	Anhang
ar	amplifier	Verstärker
arm	armature	Anker
ARRL	American Radio Relay League	amerikanischer Funkamateurverband
ARTCC	Air Route Traffic Control Center	Flugverkehrs-Kontrollzentrale
as	armature shunt	Ankernebenschluß
ASA	American Standard Association	Amerikanische Normen-Kommission
asc	automatic selectivity control	selbsttätige Bandbreiteregelung
asc	automatic sensivity control	selbsttätige Empfindlichkeitsregelung
ASCE	American Society of Civil Engineers	Gesellschaft der Amerikanischen Zivilingenieure
A-scope	Oszillographenschirmbild mit linearer Zeitablenkung und dazu senkrechter Ablenkung durch empfangene Reflexionen	
asdic	anti submarine depth indicating control	U-Boot-Wasserschall-Ortungsgerät
asmt-cable	air space multipe twin cable	vielpaariges Kabel mit Hohlisolation
aspc-cable	air space paper core cable	papierisoliertes Kabel mit Hohlisolation
asr	air surveillance radar	Luftüberwachungs-Radar
asr	automatic strenght regulation	selbsttätige Verstärkungsregelung
ast	atlantic standard time	Atlantik-Standard-Zeit

ASTM	American Society for Testing Materials	Amerikanische Gesellschaft für Werkstoffprüfung
at	ampere turn(s)	Amperewindung(en)
at	atlantic time	atlantische Zeit
at	attenuator	Dämpfungsglied
at	atomic	atomisch, Atom-
ATC	air traffic control	Luftraum-Überwachung
atc	aeriel tuning capacitor	Antennenabstimmkondensator
atc	automatic tuning control	selbsttätige Abstimmung
ati	aeriel tuning inductance	Antennenabstimminduktivität
atp	anode tapping point	Anoden-(Spulen-)Abgriff
atten	attenuator	Dämpfungsglied
an	angstrom unit	Angström (Einheit)
aud	audible	hörbar, Hör-
aut	automatic	selbsttätig
aux	auxiliary	Hilfs-
avc	automatic volume control	selbsttätige Lautstärkeregelung
ave	automatic volume expansion	selbsttätige Dynamikerweiterung
avi	aviation	Flugwesen
avn	aviation	Flugwesen
avr	automatic volume regulation	selbsttätige Lautstärkeregelung
AWG	American Wire Gauge	amerikanische Drahtlehre
ax	axis	Achse
az	azimuth	Azimut
BA-ohm	British Association ohm	0,9866 Internationale Ohm
babs	blind approach beacon system	Blindlandeverfahren mit impulsmodulierten Baken
bal	balance	Gleichgewicht, Ausgleich
batchg	battery charging	Batterieladung
BAU	British Association unit	Britische Einheit
bay	bayonet	Bajonett(verschluß)
bb	ball bearing	Kugellager
bb	best best iron wire	Eisendraht erster Qualität
BBC	British Broadcasting Corporation	Britischer Rundfunk
bc	bare copper	blankes Kupfer
bc	bayonet catch	Bajonettverschluß
bc	bonded single cotton	1× Baumwolle, getränkt
bc	broadcast	Rundfunk
bci	broadcast interference	Rundfunkstörungen
bcl	broadcast listener	Rundfunkhörer
bcn	beacon	Bake, Leuchtfeuer, Funkfeuer
bd	board	Schalttafel
bdc	bonded double cotton	2× Baumwolle, getränkt
bdi	bearing deviation indicator	Mißweisungsanzeiger
bdp	bonded double paper	2× Papier, getränkt

be	band elimination	Bandunterdrückung
bf	beat frequency	Schwebungsfrequenz
bfo	beat frequency oscillator	Hilfsoszillator für Schwebungssummer; 2. Oszillator bei Doppelüberlagerung
bg	background	Hintergrund (akustisch), Grundgeräusch
B/H loop	hysteresis loop	Hysteresisschleife
bhp	brake horse power	Brems-PS
binac	binary automatic computor	selbsttätiger Rechner nach dem Zweiersystem arbeitend
bk	black	schwarz
ble	balance	Ausgleich, Gleichgewicht
blk	black	schwarz
blk	blank	austasten
blk	block	Blockierung
blu	blue	blau
bm	beam	Strahl
bn	beacon	Bake
bo	beat frequency oscillator	Schwebungssummer (s. **bfo**)
bob	bobbin	Spule
bot	bottom	Boden
BOT-ohm	Board of Trade ohm	internationales Ohm
bp	band pass	Bandpaß
bp	by-pass	Nebenschluß
bp	bonded single paper	1 × Papier, getränkt
BPO	British Post Office	Britische Postbehörde
br	brake	Bremse
br	brown	braun
br	brush	Bürste
brg	bearing	Lager
brn	brown	braun
brs	brass	Messing
brz	bronze	Bronze
B-scope	Oszillographen-Schirmbild mit Signal als Punkt, dessen horizontale Koordinate eine Winkelabweichung und dessen senkrechte Koordinate eine Entfernung bedeuten	
BS	Bureau of Standards	Normenstelle
bs	bonded single silk	1 × Seide, getränkt
BSI	British Standards Institution	Britischer Normenausschuß
bss	British standard specification	nach Britischer Norm
bst	booster	Verstärker, Speicher, Zusatz
Btu	British thermal unit	britische Wärmeeinheit
bu	blue	blau
but	button	Drucktaste, Druckknopf

bv	balanced voltage	symmetrische Spannung
BVA	British Radio Valve Manufacturers Association	Verband Britischer Röhrenfabriken
BWG	Birmingham Wire Gauge	Englische Drahtlehre
bx	flexible armoured cable	bewehrtes biegsames Kabel
bx	power supply conductors	Netzleitungen
ca	cathode	Kathode
CAA	Civil Aeronautics Administration	Zivil-Luftfahrtbehörde (USA)
CAATC	CAA-Type Certificate	von CAA zugelassen
cab	cabinet	Gehäuse
CAB	Civil Aeronautics Board	Zivil-Luftfahrtamt (USA)
cac	current account	Stromrechnung
cap	capacitor	Kondensator
cav	cavity	Hohlraum
cb	central battery, common battery	Zentralbatterie
cb	circuit breaker	Ausschalter, insbesondere mit Auslösung
cbal	counterbalance	Gegengewicht
cbs	central battery signalling	Zentralbatterieruf
cc	ceramic capacitor	keramischer Kondensator
cc	carrier current	Trägerstrom
cc	center to center	von Mitte zu Mitte
cc	continuous current	Gleichstrom (cc selten statt dc)
cc	cotton covered	baumwollisoliert, 1 x Baumwolle
cc	crystal controlled	kristallgesteuert
cckw	counter clockwise (rotation)	(Umlauf) gegen Uhrzeigersinn
ccc	carrier current communication	Trägerfrequenz-Nachrichtenübermittlung
CCIF	Consultative Commitee International Telephony	Ausschuß für zwischenstaatlichen Fernsprechdienst
CCIR	Consultative Commitee International Radio	Ausschuß für zwischenstaatlichen Funkdienst
CCIT	Consultative Commitee International Telegraphy	Ausschuß für zwischenstaatlichen Telegraphendienst
cct	circuit	Stromkreis, Schaltung
ccw	counter clockwise (rotation)	(Umlauf) gegen Uhrzeigersinn
cdc	course and distance calculator	Kurs- und Abstands-Rechner
cdh	cable distribution head	Kabelendverschluß
ce	civil engineer	Zivilingenieur
cel	celsius	Celsiusgrad
cemf	counter electromotiv force	Gegen-EMK
cen	center	Mitte
cer	ceramic	keramisch
cf	current forcing; current force	Felderhöhung
cg	control grid	Steuergitter

ch	choke, iron core choke	
chan	channel	Kanal
chc	choke coil	Drosselspule
ch-eng	chief engineer	Chefingenieur
cir	circle, circular	Kreis, kreisförmig
ckt	circuit	Stromkreis
ckw	clockwise (rotation)	(Umlauf) im Uhrzeigersinn
cl	class	Klasse
clk	clock	Uhr
clr	combined line and recording traffic	Schnellverkehr
cm	mika capacitor	Glimmerkondensator
cma	contact making ammeter	Kontaktstrommesser
cmc	contact making clock	Schaltuhr
cmv	contact making voltmeter	Kontaktvoltmeter
cntr	center	Mitte
co	crystal oscillator	Kristalloszillator
co	cut off	Grenze
co	cut out	Ausschalter, Sicherung
coax	coaxial cable	Koaxialkabel
codan	carrier operated anti-noise connection	trägergesteuerte Störsperre
coef	coefficient	Koeffizient
coho	coherent oscillator	durchstimmbarer Oszillator
collr	collector	Kollektor, Collector
com	common	gemeinsam, zentral
com	communication	Nachrichtenwesen
comb	combination	Verbindung
comm	communication	Nachrichtenwesen
comm	commutator	Kommutator
compander	compressor-expander	Dynamik-Kompressions- und Expansionsgerät
con	connecting	Anschluß, Verbindung
cond	conducting, conductor	leitend, Leiter
conn	connect(ing)	leitend verbinden(d)
cont	contact	Kontakt
contd	continued	dauernd
contl	control	Einstellung, Regelung, Steiler, Regler
conv	converter	Umformer
cov	covered	bedeckt, umhüllt
cp	candle power	Kerzenstärke
cp	constant potential	gleichbleibendes Potential
cpc	card programmed calculator	Lochkarten-gesteuerter Rechner
cplg	coupling	Kupplung, Kopplung
cps	cycles per second	Perioden je Sekunde (Hertz)
cr	cathode ray	Elektronenstrahl

cr	center	Mitte
cr	control relay	Steuerrelais
cro	cathode ray oscillograph	Elektronenstrahl-Oszillograph
crt	cathode ray tube	Elektronenstrahl-Röhre
c/s	cycles per second	Perioden je Sekunde (Hertz)
C-scope	Oszillographen-Schirmbild mit Signal als Punkt, dessen horizontale Koordinate eine waagerechte Winkelabweichung und dessen vertikale Koordinate den Erhebungswinkel bedeuten	
CSA	Canadian Standards Association	Kanadische Normenstelle
CSIRO	Commonwealth Scientific and Industrial Research Organisation	Britische wissenschaftliche und industrielle Forschungsgemeinschaft
ct	current transformer	Stromwandler
ct	control transformer	Steuer-Transformator
ct	center tap	Mittelabgriff
ctd	coated	umhüllt; mit Schutzschicht (z. B. Lackschicht)
ctg	cartridge	Patrone
ctr	counter	gegen
ctr	center	Mitte
cts		Gummischlauchleitung
ctv	colour television	Farbfernsehen
cu	crystal unit	Kristall-Einheit
cu	cubic	kubik, kubisch
cur(r)	current	Strom
curt	current	Strom
cv	single cotton varnished	1 X Baumwolle, lackiert
cw	clockwise rotation	Umlauf im Uhrzeigersinn
cw	continuous wave	ungedämpfte Welle
cx	control transmitter	Steuersender
cy	cycle	Periode
cy	capacity	Kapazität
davc	delayed automatic volume control	verzögerte selbsttätige Lautstärkeregelung
db, dB	decibel	Dezibel
db	double biased	doppelt vorgespannt
db	double braid	doppelt umflochten
dbl	double	doppelt
dblr	doubler	Verdoppler
dbm	dB referenced to 1 mW	Dezibel gegen 1 mW
dbu	dB referenced to 1 μV	Dezibel gegen 1 μV
dbv	dB referenced to 1 V	Dezibel gegen 1 V
dbw	dB referenced to 1 W	Dezibel gegen 1 W
dc	direct current	Gleichstrom
dc	dc-restoration	Schwarzwert-Rückgewinnung

dc	double cotton	2× Baumwolle
dc	directional coupler	Kupplung für eine Richtung
dc	double contact	Zweifachkontakt
dcc	double cotton covered	2 × Baumwolle
dcpv	direct current peak voltage	Gleichstrom-Spitzenspannung
dcv	double cotton varnished	2× Baumwolle, lackiert
dcwv	direct current working voltage	Arbeits-Gleichspannung
ddm	difference of depth of modulation	Differenz der Modulationstiefe
dec	decimal	dezimal
defl	deflecting	Ablenkung, Ablenk-
deg	degree	Grad
dem	demodulator	Demodulator
det	detail	Einzelheit
det(r)	detector	Detektor, Hf-Gleichrichter, Demodulator; auch Mischer
deuce	digital electronic universal calculating engine	Universal-Zahlenrechner
dev	deviation	Abweichung
df	direction finder	Richtungsfinder, Peiler, Peilgerät
df	direction finding	Peilung, Ortung
df	double feeder	Doppel-Zuleitung
df	distribution frame	Verteiler-Gestell
dft	draft	Entwurfskizze
dg(c)	double glass insulated	doppelt glasisoliert, 2 × Glas
dh	directly heated	direkt geheizt
di	demand indicator	Rufanzeiger
dia	diameter	Durchmesser
diag	diagram	Diagramm
diag	diagonal	diagonal
diam	diameter	Durchmesser
diaph	diaphragm	Membran, Blende
diel	dielectric	dielektrisch
diff	difference	Differenz
diff	differential	Differential
dim	dimension	Dimension
dio	diode	Diode
dir	direct	direkt
dir	directional	gerichtet
dir	director	Direktor
disc	disconnect	Verbindung lösen
disch	discharge	entladen
dist	distance	Abstand
distr	distribute	verteilen
div	division	Teilung, Teil
dk	dark	dunkel

DME	distance measuring equipment	Entfernungsmeßeinrichtung
dccc	double current cable code	Doppelstromtelegraphie
dmpr	damper	Dämpfer-(z. B. D.-Wicklung)
dp	dial pulse	Wählimpuls
dp	double paper	2× Papier
dp	double pole	zweipolig
dpc	double paper covered	2× Papier
dpc	double paper single cotton	2× Papier + 1× Baumwolle
dpdc	double paper double cotton	2× Papier + 2× Baumwolle
dpdt	double-pole double-throw	zweipoliger Umschalter
dps	double-pole snap switch	zweipoliger Kippschalter
dpst	double-pole single throw	zweipoliger Ein-Aus-Schalter
dpsw	double pole switch	zweipoliger Schalter
ds	double silk	2× Seide
ds	digit switch	Ziffernschalter
dsb	double side band	Zweiseitenband
dsc	double silk covered	2× Seide
dsv	double silk varnish	2× Seide, lackiert
dti	distortion transmission impairment	Übertragungsgüteverschlechterung durch Frequenzgangbeschneidung
dv	double vibration	volle Periode, also zwei Halbwellen
DX	long distance	weiter Abstand (Fernverbindung)
dx	douplex	Doppel
dynm	dynamotor	Motorgenerator
eas	extended aera service	Service über ausgedehntes Gebiet
ebb	extra best iron wire	Eisendraht besonderer Qualität
ebc	enamel bonded single cotton	Lack + 1× Baumwolle, getränkt
ebdc	enamel bonded double cotton	Lack + 2× Baumwolle, getränkt
ebds	enamel bonded double silk	Lack + 2× Seide, getränkt
ebp	enamel bonded single paper	Lack + 1× Papier, getränkt
ebs	enamel bonded single silk	Lack + 1× Seide, getränkt
ec	electron coupled	elektronengekoppelt
ec	emergency call	Notruf
ec	enamelled copper	Kupfer-Lack-Draht
ec	enamel covered	emailliert
ec	enamel single cotton	Lack + 1× Baumwolle
eco	electronic coupled oscillator	elektronengekoppelter Oszillator
edc	enamel double cotton	Lack + 2 x Baumwolle
edcv	enamel double cotton varnished	Lack + 2 x Baumwolle, lackiert
edr	equivalent direct radiation	äquivalente Direktstrahlung

eds	enamel double silk	Lack + 2× Seide
edsac	electronic delay storage automatic computor	elektronischer Rechner mit Speichereinrichtung
edsv	enamel double silk varnished	Lack + 2× Seide, lackiert
edvac	electronic discrete variable automatic computor	spezieller elektronischer Rechner
ee	electrical engineer	Elektro-Ingenieur
EEL	Edison Electric Institute	Edison-Elektro-Institut
eg	enamel single glass	Lack + 1× Glas
ehf	extremely high frequency	äußerst hohe Frequenz (Millimeterwellen)
ehl	electric horse power	elektrische PS
ehp	effective horse power	Nutz-PS
eht	extremely high tension	extrem hohe Spannung (Elektronenstrahlröhre)
ek	enamel single cellophane	Lack + 1× Zellophan
el	enamel single acetate	Lack + 1× Azetatfolie
elec	electric	elektrisch
elecom	electronic computor	elektronischer Rechner
elect	electrician	Elektriker
elect	electrolyte	Elektrolyt
em	electromagnetic	elektromagnetisch
emf	electromotive force	EMK
emu	electromagnetic unit	elektromagnetische Einheit
emw	electromagnetic wave	elektromagnetische Welle
engr	engineer	Ingenieur
eni	equivalent noise imput	äquivalentes Eingangsrauschen
eniac	electronic numeral integrator and computor	elektronische Rechenmaschine
ensi	equivalent noise side band imput	äqivalentes Seitenbandrauschen
eq	equalizer	Entzerrer
eq	equation	Gleichung
equiv	equivalent	gleichwertig
er	engine relay	Maschinenrelais
erf	error function	Fehlerfunktion
erp	effectiv radiated power	ausgestrahlte Effektivleistung
ES	Electrochemical Society	Elektrochemische Gesellschaft
es	enamel single silk	Lack + 1 x Seide
E-scope	Oszillographen-Schirmbild mit Signal als Punkt, dessen horizontale Koordinate die Winkelabweichung in die Waagerechten und dessen vertikale Koordinate die Erhebungswinkelabweichung bedeuten	
esr	effectiv signal radiated	effektiv ausgestrahltes Signal
esu	electrostatic unit	elektrostatische Einheit
esv	enamel single silk varnished	Lack + 1× Seide, lackiert
et	electric telegraph	elektrischer Telegraph

et	eastern time	Ostzeit
ev	electron volt(s)	Elektronenvolt
exc	excitation	Erregung
exhy	extra heavy	besonders widerstandsfähig
expt	experiment	Experiment
expti	experimental	experimenteli
f	filament	Heizfaden
fah	fahrenheit	Grad Fahrenheit
fax	facsimile	Faksimile
fc	frequency changer	Frequenzwandler
FCC	Federal Communication Commission	USA-Fernmeldebehörde (Funküberwachung)
fct	filament center tap	Mittelanzapf des Heizfadens
fd	frequency divider	Frequenzteiler
fd	frequency doubler	Frequenzverdoppler
fdu	frequency divider unit	Frequenzteiler-Einheit
ffrr	full frequency range record	Schallplatte mit vollem Frequenzumfang
fil	filament	Heizfaden
fin	finished	fertiggestellt
fl	filter	Filter
flbe	filter for band elimination	Bandsperrfilter
flbp	band pass filter	Bandpaß
flhp	high pass filter	Hochpaß
fllp	low pass filter	Tiefpaß
fm	frequency modulation	Frequenzmodulation
fot	optimum traffic frequency	beste Verkehrsfrequenz
fpm	feet per minute	Fuß je Minute
fps	foot-pound-second system	Fuß-Pfund-Sekunde-System
fr	front	Vorderseite
freqm	frequency meter	Frequenzmesser
fsd	full scale deflection	Vollausschlag
fsk	frequency shift keying	Frequenzumtastung
fss	field sequential system	Feldfolge-System
g	generator	Generator
g	green	grün
g	grid	Gitter
G	gain	Gewinn (Leistungsverstärkung)
ga	gage, gauge	Lehre
gal	gallon	Gallone
gal	unit of acceleration by gravity	Einheit für Erdbeschleunigung
galv	galvanometer	Galvanometer
GB	Great Britain	Großbritannien

gb	grid bias	Gittervorspannung
gc	gain control	Verstärkungsregelung
gca	ground controlled approach	Blindlandesystem mit Boden-Bord-Sprechfunk
gcd	greatest common divisor	größter gemeinschaftlicher Teiler
gci	ground controlled interception	bodengesteuertes Leitverfahren
gcl	ground controlled landing	Blindlandesystem mit Boden-Bord-Sprechfunk
gcm	greatest common measure	größtes gemeinschaftliches Maß
gcp	gain control pulse	Impuls zur Verstärkungsregelung
gen	generator	Generator
gm	mutual conductance	Steilheit
GMT	Greenwich Mean Time	Greenwicher Uhrzeit
gnd	ground	Erde, Masse
gpi	ground position indicator	Standortanzeiger ohne Höhenkorrektur
grd	ground	Erde
grn	green	grün
gtv	gate valve	Stromtor-Rohre
h	heavy	schwer, massiv, widerstandsfähig
hc	hand control	Handregelung
hc	high capacity	hohe Kapazität
hc	heat coil	Heizspule
hcf	highest common factor	größter gemeinschaftlicher Faktor
hd	head	Oberseite
hd	high density	hohe Dichte
he	heavy enamel	schweres Email, kräftige Lackschicht
hebc	heavy enamel bonded single cotton	kräftiger Lack + 1× Baumwolle, getränkt
hebdc	heavy enamel bonded double cotton	kräftiger Lack + 2× Baumwolle, getränkt
hebdp	heavy enamel bonded double paper	kräftiger Lack + 2× Papier, getränkt
hebds	heavy enamel bonded double silk	kräftiger Lack + 2× Seide, getränkt
hebp	heavy enamel bonded paper	kräftiger Lack + 1× Papier, getränkt
hebs	heavy enamel bonded silk	kräftiger Lack + 1× Seide, getränkt
hec	heavy enamel single cotton	kräftiger Lack + 1× Baumwolle
hecv	heavy enamel cotton varnish	kräftiger Lack + 1× Baumwolle lackiert
hedc	heavy enamel double cotton	kräftiger Lack + 2× Baumwolle

hedcv	heavy enamel double cotton varnished	kräftiger Lack + 2 x Baumwolle, lackiert
heds	heavy enamel double silk	kräftiger Lack + 2 x Seide
hedsv	heavy enamel double silk varnished	kräftiger Lack + 2 x Seide, lack.
heg	heavy enamel single glass	kräftiger Lack + 1 x Glas
hek	heavy enamel single cellophane	kräftiger Lack + 1 x Zellophan
hes	heavy enamel single silk	kräftiger Lack + 1 x Seide
hesv	heavy enamel single silk varnished	kräftiger Lack + 1 x Seide, lack.
hf	half	halb
hf	high frequency	Hochfrequenz (3...30 MHz)
hfa	high frequency amplifier	Hf-Verstärker
hfc	high frequency choke	Hochfrequenzdrossel
hfc	high frequency current	Hochfrequenzstrom
hfdf	high frequency direction finding	Hochfrequenzpeilverfahren
hgr	head gear receiver	Kopfhörer(empfänger)
hi	high	hoch
hifam	high fidelity am	Breitband-AM für UKW
hifi	high fidelity	hohe Wiedergabegüte
hmt	hand micro telephone	Handapparat
hn	horn	Horn
hnd	hand	Hand(bedienung)
hor	horizont(al)	Horizont(al)
hp	high pass	Hochpass
HP	horse power	Pferdestärke
hpf	high pass filter	Hochpaß(filter)
hr	highly resistive	hochohmig
hr	hour	Stunde
hr	relative humidity	relative Feuchtigkeit
hrc	high rupturing capacity (fuses)	hohe Unterbrecherleistung (Sicherungen)
hs	handset	Handgerät
hs	high speed	hohe Geschwindigkeit
ht	heat	Hitze, Heizung
ht	high tension	hohe Spannung (Anodenspannung)
htr	heater	Heizfaden
hunth	hundred thousand	100 000
hv	high voltage	hohe Spannung, Anodenspannung in Geräten
hvy	heavy	schwer, widerstandsfähig
i	indicating (lamp)	Anzeige (-Lampe)
ia	infra-audible	Infraschall
iacs	international annealed copper standard	Internationaler Standard für geglühtes Kupfer

IARU	International Amateur Radio-Union	Internationale Radioamateur-Union
IAS	Institute of Aeronautical Sciences	Luftfahrtwissenschaftliches Institut
iavc	instantaneous automatic volume control	unverzögerte selbsttätige Lautstärkeregelung
ic	interior communication	innerer Nachrichtenverkehr
ic	internal connection	innere Verbindung bei Röhren (Sockelkontakt, der nicht beschaltet werden soll)
ICAO	International Civilian Aviation Organisation	Internationale Zivilluftfahrtorganisation
icw	interrupted continuous wave	getastete Trägerwelle
id	inside diameter	Innendurchmesser
idf	intermediate distribution frame	Zwischenverteilergestell
IEC	International Electrotechnical Commission	Internationale elektrotechnische Kommission
IEE	Institute of Electrical Engineers	Elektroingenieur-Institut
IES	Illuminating Engineering Society	Lichttechnische Gesellschaft
if	image frequency	Spiegelfrequenz
if	intermediate frequency	Zwischenfrequenz
iff	indentification of friend or foe	System zum Feststellen ob Freund oder Feind
IFRB	International Frequency Registration Board	Internationales Amt für Frequenzregistrierung
ign	ignition	Zündung
ih	indirectly heated	indirect geheizt
ihp	indicated horse power	indizierte(s) PS
ils	instrument landing system	Blindlandesystem mit Eigenpeilung
imp	impuls	Impuls
in	input	Eingang
in	amperetурn(s)	Amperewindung(en)
ind	indicator	Indikator
init	initial	einleitend
ins	insulated, insulate	isoliert, isolieren
inst	instantaneous	plötzlich, Augenblicks –
inst	instrument	Instrument
int	interior, internal	Inneres, Innen-
int	intersect	unterteilt, geschnitten
intercom	intercommunication system	Wechselsprechanlage
intlk	interlock	ineinandergreifen (elektrisch)
inv	inverse	entgegengesetzt, reziprok
ipa	intermediate power amplifier	Verstärker für mittlere Leistung
Ipa-stage	image power amplifier stage	Bild-Endstufe (Fernsehempfänger)

IPCEA	Insulated Power Cable Engineers Association	Vereinigung der Starkstrom-kabel-Ingenieure
ipm	interruptions per minute	Unterbrechungen je Minute
ips	interruptions per second	Unterbrechungen je Sekunde
ips	inches per second	Zoll je Sekunde
ir	instantaneous relay	unverzögertes Relais
ir	internal resistance	Innenwiderstand
ir	interrogator responder	Abfragesender mit Empfänger
ir-cable	India rubber cable	Gummikabel
IRE	Institute of Radio Engineers	Radioingenieur-Institut
is	internal shield	innere Abschirmung
ISA	Instrument Society of America	Amerikanische Gesellschaft für Instrumente
ISO	International Organisation for Standards	Internationale Normen-Organisation
ISTM	International Society for Testing Materials	Internationale Gesellschaft für Werkstoffprüfung
ISWG	Imperial Standard Wire Gauge	Standard-Drahtlehre des Britischen Imperiums
ITA	Independent Television Authority	Unabhängige Fernsehbehörde
ITU	International Telegraph Union	Internationale Telegraphenunion
j	jack	Stöpsel
JAN	joint army-navy	gemäß Wehrmachtsvorschriften
jb	junction box	Verbindungsdose, Kabelkasten
jct	junction	Verbindung
JETEC	Joint Electron Tube Engineering Council	Technischer Ausschuß für Elektronenröhren
jt	joint	Verbindungsstelle
k	key	Taste, Schalter
k	cellophane	Zellophan
k	cathode	Kathode
kc/s	kilocycles per second	Kilohertz (kHz)
kip	kilopound = thousand pounds	1000 Pfund
km	kilomega	Giga ($= 10^9$)
kmc	kilomegacycle	Gigahertz
kp/s	kiloperiodes per second	Kilohertz (kHz)
kvah	kilovoltampere-hour	Kilovoltamperestunde
kvar	kilovoltampere reactive	Blindkilovoltampere
l	left (hand)	links
l	line	Leitung
l	single acetate covered	1 × (Azetat-)Kunstseide
lab	laboratory	Laboratorium

lam	laminated	lamelliert, geblättert
laq	laquer	Lack, Lackschicht
lat	lateral	seitlich, Seiten-
lat	latitude	Breite
lb	local battery	Ortsbatterie
lb	pound	Pfund (englisch)
lc	single acetate single cotton	1 × Azetat + 1 × Baumwolle
lcd	least common denominator	kleinster gemeinschaftlicher Nenner
lcm	least common multiple	kleinstes gemeinschaftliches Vielfache
lcr	inductance – capacitance – resistance	Schaltung aus Induktivitäten, Kapazitäten und Widerständen
lczr	localizer	Ortsleitstrahlsender
ld	long distance	Fern-
ldg	landing	Landung
lf	line finder	Anrufsucher
lf	low frequency	tiefe Frequenz (30...300 kHz
lf	low frequency	Netzfrequenz, technische Frequenz
lfc	low frequency choke	Drossel für tiefe Frequenz
lg	long	lang
lh	left hand	links
lim	limit(ing)	Grenze, begrenzend
lin	linear	linear
ll	light loaded	leicht bespult
llr	load limiting resistor	Begrenzungswiderstand
lmt	local mean time	mittlere lokale Zeit
lo	local oscillator	Hilfsoszillator
loc	localizer	Ansteuerungsfunkfeuer
lor	low frequency omni range	Langwellen für alle Entfernungen (Peilung)
lorac	long range accuray navigation	Standortfeststellung mit Hilfe zweier Schwebungen
loran	long range navigation	Weitstreckennavigation (Hyperbelpeilverfahren)
LP	long playing (record)	Langspiel(-Schallplatte)
lp	low pass	Tiefpass
lpf	low pass filter	Tiefpaß(filter)
lpw	lumen per Watt	Lumen je Watt
lr	load ratio	Last im Verhältnis zur Nennlast
lr	low resistive	niederohmig
lrc	load ratio control	Last-Regelung
ls	limit switch	Grenzschalter
ls	loudspeaker	Lautsprecher

ls	low speed	niedrige Geschwindigkeit
lsd	least significant digit	am wenigsten wichtige Angabe
lt	light	Licht
lt	low tension	niedrige Spannung (Heizspannung)
luhf	lowest usable high frequency	niedrigste brauchbare Frequenz für KW-Fernverkehr
lv	low voltage	niedrige Spannung
lvr	low voltage release	Unterspannungsausloser
lw	long wave	Langwelle
ma	milliammeter	Milliamperemeter
ma	milliangstrom	Milli-Angström
mach	machine(ry)	Maschine(rie)
mag	magnitude	Größe, Ausmaß
mag	magnet	Magnet
maniac	mathematical analyzer, numerical integrator and computor	Rechengerat
maser	microvave amplifier	Mikrowellenverstärker
mat	material	Werkstoff
math	mathematic	Mathematik
maxupo	maximum undistored power output	höchste unverzerrte Ausgangsleistung
mc	moving coil	Triebspule (dyn. Lautsprecher)
Mc	megacycle	Megahertz
mc	multiple contact	Mehrfach-Kontakt
mcf	mean carrier frequency	mittlere Trägerfrequenz
Mc/s	megacycles per second	Megahertz (MHz)
mcw	modulated continuous wave	modulierte ungedämpfte Welle (Telephonie)
mdf	main distributing frame	Hauptverteiler(gestell)
mech	mechanical	mechanisch
med	medium	Medium
meg	megohm	Megohm
megc/s	megacycles per second	Megahertz
memb	membran	Membran
met	metal	Metall
mev	million electron volts	Million Elektronenvolt
mf	medium frequency	Mittelfrequenz (300 kHz...3 MHz)
mf	microfarad	Mikrofarad (µF)
MFD	microfarad	Mikrofarad (µF)
mfp	magnetic field potential	magnetisches Potential
mfs	multi frequency system	Vielfrequenzsystem
mg	magnetic armature	Magnetanker
mg	motor generator	Motorgenerator

mhl	medium heavy loaded	mittelschwer bespult
mho	unit of conductance	Leitwerteinheit = Siemens
mi	mile	Meile
mi	minute	Minute
mic	micrometer	Mikrometer
mic	microphone	Mikrophon
mike	mikrophone	Mikrophon
mil	thousandth of an inch	$^1/_{1000}$ Zoll
min	minimum	Mindestwert
min	minute	Minute
miniac	minimal automatic computor	selbsttätiges Klein-Rechengerät
MIT	Massachusetts Institute of Technology	technologisches Institut von Massachusett
mlt	mean length per turn	mittlere Windungslänge
mmf	magnetomotive force	Magnetomotorische Kraft (MMK)
mmf	micromicrofarad	Picofarad
mmfd	micromicrofarad	Picofarad
mn	main	Haupt-(Leitung)
mo	master oscillator	Steueroszillator
mod	modulator	Modulator
modem	modulator-demodulator	Modulator-Demodulator
mon	monitor	Mithör-(Gerät), Kontroll-(Gerät)
mopa	master oscillator with power amplifier	Steueroszillator mit Leistungsverstärker
mor	medium frequency omni range	Drehfunkfeuer mit Grenzwellen arbeitend
mot	motor	Motor
mot op	motor operated	motorbetrieben
mouse	minimum orbital unmanned satellite of earth	unbemannter Erdsatellit auf kleinster Umlaufbahn
mp	melting point	Schmelzpunkt
mp	metallized paper	Metallpapier
mp	multipole	Vielpol-
mph	miles per hour	Meilen je Stunde
Mp/s	megaperiodes per second	Megahertz (MHz)
mrr	mains restoration relay	Wiedereinschaltrelais
msd	most significant digit	wichtigste Ziffer
msr	mean square root	quadratischer Mittelwert (Effektivwert)
mst	measurement	Messung
mt	measurement	Messung
mt	multiple twin	Mehrfach-Doppel-(Leitung)
mtd	mounted	montiert
mti	moving target indication	Anzeige bewegter Ziele

mtr	multiple track radar range	Laufzeit-Differenz-Meßverfahren (Entfernungsmeßverfahren)
mu	amplification factor	Verstärkungsfaktor
mu	micron	millionstel Meter
mua	microampere	Mikroampere
muf	maximum usable frequency	höchstbrauchbare Frequenz für KW-Fernverkehr
muh	microhenry	Mikrohenry (µH)
mumu	micro micro	Piko
muw	microwatt	Mikrowatt
mv	mean variation	Mittlere Schwankung
mv	millivolt	Millivolt (mV)
mv	multivibrator	Multivibrator
mvc	manual volume control	Handregelung der Lautstärke
mw	medium waves	Mittelwellen
mw	milliwatt	Milliwatt
mw	megawatt	Megawatt
mx	multiplex	mehrfach, vielfach
N	Navy	Marine
n	neper	Neper
n	noise (meter)	Geräusch-(Messer)
n	normal	normal
n	number of turns	Windungszahl
NACA	National Advisory Committee Aeronautics	Nationaler Luftfahrt-Beratungs-Ausschuß
NAM	National Association of Manufacturers	Nationaler Industriellenverband
nas	national aircraft standard	nationale Luftfahrtnorm
nb	no bias	keine Vorspannung
nbs	new British standard	neue Britische Norm
NBS	National Bureau of Standards	USA-Behörde gemäß Physikalisch-Technischer Bundesanstalt
nc	no connection	keine Verbindung: Sockelanschluß ohne innere Verbindung (kann als Stützpunkt dienen)
nc	normally closed	Ruhekontakt
nd	non delay	unverzögert
ne	noise equivalent	Rauschäquivalent
nec	national electric code	nationaler Kode für Elektrotechnik
neg	negative	negativ
NELA	National Electric Light Association	nationaler beleuchtungstechnischer Verband
NEMA	National Electric Manufacturers Association	Nationalverband der Elektroindustrie

net	network	Netz
neut	neutral	neutral
nfm	narrow band frequency modulation	Schmalband-Frequenzmodulation
nhp	nominal horsepower	Nenn-PS
ni	number of ampereturns	Amperewindungszahl
nlr	normally locking relay	normalerweise verriegelndes Relais
no	normally open	Arbeitskontakt
no	number	Zahl
nor(m)	normal	normal
not	number of turns	Windungszahl
nrc	naval radio compass	Radiokompaß für Seefahrt
nrs	national radio station	nationale Rundfunkstation
nrz	non-return to zero	ohne Rückstellkraft
nsc	noise suppression circuit	Geräuschunterdrücker
ntc	negative temperature coefficent	negativer Temperaturkoeffizient (Heißleiter)
ntp	normal temperatur and pressure	Normaltemperatur und Normaldruck
NTSC	National Television System Committee	USA-Fernsehausschuß
num	numeral	zahlenmäßig
nu-tone	number unobtainable tone	Signal für gestörte Leitung
nvr	no-voltage release	Nullspannungsauslösung
nw	naked wire	Blankdraht
NWG	National Wire Gauge	nationale Drahtlehre
o	orange	orange
o	oscillator	Oszillator
ob	outside broadcasting	Außenübertragung (Rundfunk, Fernsehen)
obd	omni bearing distance	Allrichtungsfunkfeuer **(vor)**, kombiniert mit Entfernungsmeßeinrichtung **(dme)**
oc	open circuit	offener Kreis (kein Durchgang)
ocb	oil circuit breaker	Ölschalter
oce	office of chief engineer	Chefingenieurbüro
od	overall diameter	Durchmesser über alles
odr	omni directional range	Allrichtungsfeuer
ogr	outgoing repeater	Wiederholer, Ausgangsverstärker
ogt	outgoing trunk	abgehende Leitung
ohm	ohmmeter	Widerstandsmesser
oi	oil insulated	ölisoliert
oifc	oil insulated and fan cooled	ölisoliert mit Lüfterkühlung
ol	overload	Über(be)lastung

ONR	Office of Naval Research	Marinestelle für Forschungslenkung
ooo	out of order	gestört
op	outer panel	äußere Platte
op	operated	betrieben
opr	operator	(Vermittlungs-)Beamter
opt	operate	betreiben
opt	optical	optisch
or	outside radius	Außenradius
orn	orange	orange
os	oil switch	Ölschalter
osc	oscillator, oscillate	Oszillator, oszillieren
oscg	oscillograph	Oszillograph
ot	oil tight	öldicht
ots	office of technical services	Büro des technischen Kundendienstes
out	outgoing	Ausgang
out	output	Ausgangsleistung
ov(v)	overvoltage	Überspannung
ow	order wire	Dienstleitung
owf	optimum working frequency	beste Arbeitsfrequenz für KW-Fernverkehr (etwa 15% niedriger als muf)
p	paper	Papier
p	pole	Pol
p	period	Periode
p	polarisation	Polarisation
p	purple	Purpur
pa	power amplifier	Leistungsverstärker
pa	public adress system	Lautsprecheranlage
pa	puls amplifier	Impulsverstärker
pabx	private automatic branch	Nebenstellen-Selbstwählanlage
pam	pulsed amplitude modulation	Impulswertmodulation
par	precision approach radar	Radar für Landung
pass	passive	passiv
pax	private automatic exchange	Nebenstellen-Selbstwählzentrale
pb	playback	Abspielen
pb	push button	Druckknopf
pbx	private branch exchange	Nebenstellenzentrale
pc	pulsating current	pulsierender Strom
pc	pitch circle	Rillenabrundung am Grund
pc	printed circuit	gedruckte Schaltung
pc	single paper single cotton	1 × Papier + 1 × Baumwolle
pc-cable	paper core cable	papierisoliertes Kabel

pcm	pulse code modulation	Modulation mit Impulsverschlüsselung
pd	potential difference	Potentialunterschied, Spannung
pdc	single paper double cotton	1× Papier + 2× Baumwolle
pdm	pulse duration modulation	Impulslängemodulation
pent	pentode	Pentode
per	periode	Periode
perf	perforate(d)	perforieren (perforiert)
perm	permanent	permanent
pes	photoelectric scanner	photoelektrischer Abtaster
pf	power factor (meter)	Leistungsfaktor(-Messer)
pf	pulse frequency	Impulsfolgefrequenz
ph	phase(meter)	Phase(nmesser)
ph	percent	Prozent
phon	phonetic	phonetisch
phone	telephone	Fernsprecher
pi	position indicator	Standort-Anzeiger
pk	peak	Spitze (auch Scheitelwert)
pl	plate	Anode
plstc	plastic	Plastik
plt	pilot	Kontroll-, Steuer-
pfm	pulsed frequency modulation	Impulsfrequenzmodulation
pm	permanent magnet	Dauermagnet
pm	phase modulation	Phasenmodulation
pmbx	private manual branch exchange	handbediente Nebenstellenzentrale
pmx	private manual exchange	handbediente Nebenstellenzentrale
po	power oscillator	Leistungsoszillator
pol	polarized	polarisiert
popi	post office position indicator	Mittelbasis-Funkfeuer mit drei im Dreieck und einer im Mittel aufgestellten Antennen
port	portable	tragbar
pos	position	Position, Standort
pot	potential	Potential
pot	potentiometer	Potentiometer
pp	peak to peak	von Spitze zu Spitze
pp	push pull	Gegentakt
ppa	push pull amplifier	Gegentaktverstärker
ppi	plan position indicator	Rundsichtanzeiger
ppm	parts per million	je 1 000000 = 10^{-4} %
ppm	pulse phase modulation	Impulsphasenmodulation
pppi	precision plan indicator	Präzisions-Standortanzeiger

pps	pulses per second	Impulse je Sekunde (Impulsfolgefrequenz)
preamp	pre-amplifier	Vorverstärker
prf	pulse repetition frequency	Impulsfolgefrequenz
pri	primary	Primär-
ps	power supply	Netzteil, Speisung aus dem Netz
psi	pound per square inch	Pfund (engl.) je Quadratzoll = 70,25 g/cm^2
psm	pulse slope modulation	Impulssteilheitmodulation
psn	position	Position, Standort
pst	pacific standard time	pazifische Standardzeit
pswr	power standing wave ratio	Stehwellenverhältnis (Leistungs- bzw. Spannungs^2-Verhältnis)
pt	point	Punkt
ptbl	portable	tragbar
ptc	postal telegraph cable	postalisches Telegraphenkabel
ptm	pulse time modulation	Impulszeitmodulation
ptt	post, telephone and telegraph	Post, Telephon und Telegraph
pu	pickup	Abtaster (Tonabnehmer)
pvc	polyvinyl chloride	Polyvinylchlorid
pwm	pulse width modulation	Impulsweitemodulation
px	private exchange	private Nebenstellenzentrale
qavc	quenched automatic volume control	verzögerte selbsttätige Lautstärkeregelung
qavc	quiescent automatic volume control	Stummabstimmung
qpp	quiescent push pull	Gegentaktschaltung in B-Betrieb
r	red	rot
r	rubber	Gummi
rac	rectified alternating current	gleichgerichteter Wechselstrom, nicht beruhigt (pulsierender Strom)
racon	radar beacon	Radar-Bake, Antwortbake, Wiederholerbake
rad	radiator	Strahler
radar	radio detecting and ranging	Rückstrahlortung
radome	antenna housing	Antennen-Schutz-Gehäuse
rapcon	radar approach control center	Betriebs-Zentrale für Radar-Landeverfahren
rc	reaction coupling	Rückkopplung
rc	resistor-capacitor-	Widerstands-Kondensator-
rc	rubber covered	gummiisoliert
rce	ray control electrode	Strahlsteuerelektrode
rcg	reverberation controlled gain	nachhallgesteuerte Verstärkungsregelung
rcvr	receiver	Empfänger

rd	red	rot
rdf	radio direction finder	Funkpeiler
rdf	repeater distribution frame	Verstärker-Verteilergestell
rdo	radio	Radio, Rundfunk
rdr	restart delay relay	Relais für Verzögern des Wiedereinschaltens
reac	reactive	Blind-
reac	reactor	Drossel, Atommeiler
rec	receive(d), receiver	empfangen, Empfänger
rec	record(ed)	Schallplatte (aufgenommen)
rect	rectangle	rechter Winkel
rect	rectifier	Gleichrichter
refl	reflector, reflection	Reflektor, Reflexion
reg	regulator; regulation	Regler; Einstellung, Regelung
regen	regenerative	Rückkopplungs-
rel	relay	Relais
res	resistance, resistor	(Wirk-) Widerstand
RETMA	Radio-Electronics-Television Manufacturers Association	Vereinigung der Rundfunk-, Elektronik- und Fernsehindustrie
rf	radio frequency	Hochfrequenz allgemein bzw. im Rundfunkfrequenzgebiet
rf	range finder	Abstandsmesser
rf	reactive factor (meter)	sin φ(-Messer)
rfc	radio frequency choke	Hochfrequenzdrossel
rft	radio frequency transformer	Hochfrequenztransformator
rg	recording unit	Aufnahmegerät
rh	relative humidity	relative Feuchtigkeit
rheo	rheostat	Magnetfeldregler
RID	Radio Intelligence Division of the FCC	Funküberwachung der FCC
rlr	reverse locking relay	Rückstrom-Sperr-Relais
rls	relay	Relais
rmi	radio magnetic indicator	Radio-Magnetanzeiger
RMA	Radio Manufacturers Association of America	Verband der USA-Rundfunkindustrie
rms	root mean square	Effektivwert, quadrat. Mittelwert
rmt	remote	Fern-
rpm	rotations per minute	Umläufe je Minute
rps	rotations per second	Umläufe je Sekunde
rsr	remote start relay	Fernstart-Relais
rss	root sum square value	quadrat. Mittelwert, Effektivwert
rt	radio telephony	Radiotelephonie
RTMA	Radio-Television Manufacturers Association	Verband der Rundfunk- und Fernseh-Industrie
rub	rubber	Gummi
rx	receiver	Empfänger

s	series	Reihen-
s	silk	Seide
s	single	einzel(n)
s	step	Schritt
s	switch	Schalter
sa	slow operate and slow release	langsam betätigen und langsam freigeben
SAM	Society for the Advancement of Management	Gesellschaft zum Fördern der Probleme der Führung
sam	surface to air (guided) missile	(ferngelenktes) Boden-Luft-Geschoß mit Eigenantrieb
sat(n)	saturated (saturation)	gesättigt (Sättigung)
sba	standard beam approach	Landesystem mit Ausnutzen konstantem Feldstärkeverhältnis (1:1)
sc	scale	Skale (Skala)
sc	semiconductor	Halbleiter
sc	single contact	Einzelkontakt
scc	single cotton covered	1 × Baumwolle
sc(r)	screw	Schraube
scd	screwed	geschraubt
sce	single cotton enameled	1 × Baumwolle, emailliert
scp	spherical candle power	sphärische Lichtstärke
scrn	screen	Schirm
sctd	scattered	gestreut
sec	secondary	sekundär
sec	sector	Sektor
seg	segment	Segment
sel	select(ed)	auswählen (ausgewählt)
sep	separate(d)	trennen, getrennt
ser	serial (series)	Serien-
sg	screen grid	Schirmgitter
sgl	single	einzeln
sh	shunt	Nebenschlußwiderstand
shf	super high frequency	Zentimeterwellen (3...30 GHz)
shld	shield(ed)	abschirmen (abgeschirmt)
shoran	short range navigation	Kurzstreckennavigation
shp	shaft horsepower	PS an der Welle
sic	specific inductive capacity	Dielektrizitätskonstante
SIE	Society of Industrial Engineers	Verband der Industrie-Ingenieure
sig	signal	Signal
slc	searchlight control	Scheinwerfersteuerung
slc	specific line capacity	Leitungskapazität je Längeneinheit
slc	straight line capacity	kapazitätslinear (Drehkondensator)

sld	solder	Lot, insbesondere Weichlot
slf	straight line frequency	frequenzlinear (Drehkondensator)
slv	sleeve	Hülse, Buchse, Muffe
slw	straigt line wavelength	wellenlängenlinear (Drehkondensator)
sm	small	klein
SMPTE	Society of Motion Picture and Television Engineers	Verband der Film- und Fernseh-Ingenieure
s/n	signal to noise ratio	Signal zu Stör-Verhältnis
snd	sound	Ton
snr	signal to noise ratio	Signal zu Stör-Verhältnis
soc	socket	Fassung (auch Steckdose)
sofar	sound fixing and ranging	Schallortung(sgerät)
sol	solenoid	Solenoid
sp	spezific	spezifisch
sp	speed	Geschwindigkeit
sp	single pole	einpolig
spdt	single pole double throw	einpoliger Umschalter
sp(h)	single phase	eine Phase
spher	spherical	sphärisch
spkr	(loud)speaker	Sprecher, Lautsprecher
spl	special	speziell
spsw	single pole switch	einpoliger Schalter
spst	single pole single throw	einpoliger Ausschalter
sq	square	quadratisch, Quadrat, Vierkant
sr	saturable reactor	eisengesättigte Drossel
sr	send receive	Senden - Empfangen
sr	slow release	langsam freigeben
sr	starting relay	Startrelais
sr-switch	speak receive switch	Sende-Empfangs-Schalter
ss	single signal	Einzelsignal
ssb	single side band	Einseitenband
ssc	single silk covered	1 × Seide
sse	single silk enameled	Lack + 1 × Seide
ssm	surface to surface (guided) missile	(ferngelenktes) Boden-Boden-Geschoß mit Eigenantrieb
ssr	standby supply relay	Notstromrelais
sss	single signal superhet	Telegraphie-Empfänger, A 1-Signal bei Durchdrehen nur einmal hörbar
sta	station	Amt, Sprechstelle, Sender
sta	stationary	ortsfest
sta	stator	Stator
stalo	stable local oscillator	lokaler Oszillator mit fester Frequenz

std	standard	Standard-, normgemäß
stg	storage	Speicher-
stl	studio to transmitter link	Verbindungsglied Studio-Sender
subset	subscribers set	Teilnehmerapparat
sum	surface to underwater missile	Unterwasser-Geschoß mit Eigenantrieb von Oberfläche ausgehend
sup	supply	(Strom-)Versorgung
sup	suppressor grid	Bremsgitter
sv	single silk varnished	1 × Seide, lackiert
sw	short wave	Kurzwelle
sw	switch	Schalter
swbd	switch board	Klappenschrank
SWG	Standard wire gauge	Standard-Drahtlehre
swl	short wave listener	Kurzwellenhörer
swr	standing wave ratio	Stehwellenverhältnis
sx	simplex	Einfach-
sycr	synchronize (synchronizing)	synchronisieren(d)
sym	symmetrical	symmetrisch
syn	synthetic	synthetisch
syn(c)	synchronize (synchronizing)	synchronisieren(d)
sys	system	System
t	teletype	Fernschreiber
t	terminal	(Anschluß-)Klemme
t	thermoplastic insulation	thermoplastische Isolation
t	transformer	Transformator, Übertrager
t	triple	dreifach
t	trunk	Fern(leitung), Haupt-
tab	tabulate	tabellarisch ordnen bzw. aufschreiben
tacan	tactical air navigation system	taktisches Luft-Navigations-System
tb	technical bulletin	technischer Bericht
tb	time base	Zeitablenkung beim Oszillographen
tc	tank circuit	Anodenstromkreis eines Senders
tc	thermocouple	Thermoelement
tc	tone control	Klangregelung, Tonblende
tc	top cap	Elektrodenanschluß oben am Röhrenkolben
tcc	trunk control center	Lastverteilungszentrale
tci	terrain clearance indicator	Bodenhindernis-Anzeiger
td	time delay	Zeitverzögerung
tdms	telegraph distortion measuring set	Verzerrungsmeßgerät für Telegraphiezeichen
te	transverse electric (field)	Elektrisch(es) Quer(feld)
te	trailing edge	verwischte Bildkante

tech	technical	technisch
tel	telegraph(y), telephone, telephony	Telegraph(ie), Telephon(ie)
teleran	television radar navigation	Radar-Fernseh-Navigation
telex	teletype exchange	Fernschreibvermittlung
tem	transverse electromagnetic (field)	elektromagnetisch(es) Quer(feld)
temp	temperature	Temperatur
term	terminal	(Anschluß-)Klemme
tet	tetrode	Tetrode
tg	telegram, telegraph(y)	Telegramm, Telegraph(ie)
tg	tuned grid	abgestimmter Gitterkreis
tgtp	tuned grid tuned plate	Huth-Kühn-Schaltung (s. tptg)
therm	thermometer	Thermometer
thermo	thermostat	Thermostat
thk	thick	dick
thrm	thermal	thermisch
ti	tuning indicator	Abstimmanzeiger
tk	toll cable	Fernleitungskabel; vermietetes Kabel
tk	trunk	Fern-, Haupt-
tlg	telegram, telegraph(y)	Telegramm, Telegraph(ie)
tlm	telemeter	Fernmeßgerät
tm	time modulation	Impulszeitmodulation
tm	transverse magnetic (field)	magnetisch(es) Quer(feld)
tm	tuning meter	Meßinstrument für Abstimmanzeige
tms	transmission measuring set	Pegelmesser
tnt	tuned not tuned	Oszillatorschaltung, nur Anodenkreis abgestimmt
to	terminal office	Büro am Verkehrspunkt
tol	tolerance	Toleranz
tos	temporary out of service	zeitweise gesperrt
tp	tuned plate	abgestimmter Anodenkreis
tpi	turns per inch	Windungen je Zoll
tptg	tuned plate tuned grid	Oszillatorschaltung: Anoden- und Gitterkreis abgestimmt (Huth-Kühn)
tr	transformer	Transformator, Übertrager
tr	transmit-receive	Senden - Empfang
trf	tuned radio frequency	Geradeaus-Empfänger
trs	transmit receive switch	Sende-Empfangs-Schalter
tu	transmission unit	Übertragungsmaß
tv	television	Fernsehen
tv	test vehicle	Versuchsfahrzeug
tvi	television interference	Fernsehstörungen
tw	travelling wave	Wanderwelle, Lauffeld

tx	television receiver	Fernsehempfänger
tx	transmitter	Sender
u	unit	Einheit
ua	ultra audible	Ultraschall
uf	microfarad	Mikrofarad
uh	microhenry	Mikrohenry
uhf	ultra high frequency	Frequenz 300...3000 MHz
upo	undistored power output	unverzerrte Ausgangsleistung
usw	ultra short waves	Dezimeterwellen (1 m...10 cm)
v	vacuum tube	Hochvakuumröhre
v	valve	Rohre
v	voltage	Spannung
v	voltmeter	Spannungsmesser
v	volume	Lautstärke
va	volt-ammeter	Volt-Amperemeter
vac	vacuum	Vakuum
VAR	vhf visual aural range	Richtfunkfeuer mit optischer und akustischer Anzeige (108...112 MHz)
var	voltampere reative	Blindwatt
varh	volt ampere reactive hour	Blindwattstunde
vc	varnished cambric insulation	Isolation mittels lackiertem Klebeband
vc	voice coil	Triebspule (dyn. Lautsprecher)
vcc	voice controlled carrier	sprachgesteuerter Träger
vcu	variable correction unit	einstellbarer Entzerrer
vdr	voltage dependend resistor	spannungsabhängigerWiderstand
vel	velocity	Geschwindigkeit
vert	vertical	senkrecht
vf	video frequency	Bildpunktfrequenz
vf	voice frequency	Sprachfrequenz (Tonfrequenz)
vfct	voice frequency carrier telegraphy	Tonfrequenzträgertelegraphie
vfo	variable frequency oscillator	durchstimmbarer Oszillator
vft	voice frequency telegraphy	Tonfrequenztelegraphie
vg	voltage gain	Spannungsverstärkung
vhf	very high frequency	UKW-Frequenzen (30...300 MHz)
vi	volume indicator	Aussteuerungsanzeiger
vid	video	Fernseh-Bild...
vie	visual indication equipment	Einrichtung für Sichtanzeige
vlf	very low frequency	tiefe Frequenz (10...30 kHz)
vis	visible, visual	sichtbar
vm	voltmeter	Voltmeter, Spannungsmesser
vodas	voice operated anti singing device	Rückkopplungssperre
vogad	voice operated gain adjusting device	sprachgesteuerter Verstärkungs-regler
vol	volume	Lautstärke

vom	volt-ohm-milliammeter	Universalinstrument
VOR	visual omni range	UKW-Richtfunkfeuer
vor	vhf omnidirectional radiator	Meterwellen-Rundstrahler
vpm	volt per meter (per mil)	Volt je Meter (je Tausendstel Zoll)
vr	voltage regulator	Spannungsregler
vr	voltage relay	Spannungsrelais
vs	versus	gegen
vsb	vestigal side band	Restseitenband
vsb	visible	sichtbar
vsw	very short waves	Meterwellen (10...1 m)
vswr	voltage standing wave ratio	Stehwellenverhältnis (Spannungsverhältnis)
vt	vacuum tube	Hochvakuumröhre
vtvm	vacuum tube voltmeter	Röhrenvoltmeter
vu	volume unit	Lautstärkeeinheit
w	wattage	Belastbarkeit
w	width	Weite
w	white	weiß
w	work	Arbeit
WAC	worked all continents	Diplom für lizensierte Amateure
wg	wire gauge	Drahtlehre
wh(m)	watthour(meter)	Wattstunden(-Zähler)
whr	watthour	Wattstunde
wht	white	weiß
wm	Wattmeter	Leistungsmesser
wpm	words per minute	Wörter je Minute
wt	wireless telegraphy	drahtlose Telegraphie
x	xtal. xmitter	Silbenersatz (crystal, transmitter)
x-amplifier		Verstärker für waagerechte Ablenkung
xcvr	transceiver	Sender-Empfänger-Kombination
xmsn	transmission	Übertragung
xmtg	transmitting	Übertragung, Sender-
xmtr	transmitter	Sender
X-ray		Röntgenstrahl(en)
xsect	cross section	Querschnitt
y	yellow	gelb
y-amplifier		Verstärker für senkrechte Ablenkung
Y-connection		Sternschaltung
yd	yard	Yard
yl	yellow	gelb
yel	yellow	gelb
Y-voltage		Sternspannung

Englische und amerikanische Einheiten

Englische bzw. amerikanische Einheiten	Abkürzungen	Wert in deutschen Einheiten und Umrechnungs-Faktor Engl. ➔ Deutsch		Umrechnungs-Faktor Deutsch ➔ Engl.
Länge				
1 inch (Zoll) = 1000 mils	(") in.	25,40	mm	0,03937
1 foot (Fuß) = 12 inches	(') ft.	30,48	cm	0,03281
1 yard = 3 feet = 36 in.	yd.	91,44	cm	0,01094
1 fathom (Faden) = 6 feet	fath.	1,8288	m	0,547
1 rod = $5^1/_2$ yards	rod	5,0292	m	0,199
1 furlong = 40 rods	furl.	201,168	m	0,00497
1 statute mile = 8 furlongs	stat. mile	1,6093	km	0,6214
1 nautical mile = 6080 ft (= 1 Äquatorminute)	naut mile	1,853	km	0,5397
Fläche				
1 circular mil (1 mil ⌀)	c. m.	$507 \cdot 10^{-6}$	mm^2	$1{,}973 \cdot 10^3$
1 square mil	sq. mil.	$6{,}4516 \cdot 10^{-6}$	mm^2	$1{,}55 \cdot 10^3$
1 square inch (Quadratzoll)	sq. in.	6,4516	cm^2	0,155
1 square foot (Quadratfuß)	sq. ft.	0,09290	m^2	10,764
1 square yard (Quadratyard)	sq. yd.	0,8361	m^2	1,1960
1 square mile (Quadratmeile)	sq.mile	2,590	km^2	0,3861
Raum				
1 cubic inch (Kubikzoll)	cu. in.	16,387	cm^3	0,06103
1 cubic foot (Kubikfuß)	cu. ft.	0,02832	m^3	35,32
1 cubic yard (Kubikyard)	cu. yd.	0,7646	m^3	1,308
1 register-ton = 100 cu. ft.	--	2,832	m^3	0,3532
1 gallon = 8 pints (Engl.)	Brit. gal.	4,546	l	0,2200
1 gallon (US)	US gal.	3,785	l	0,2642
Gewicht				
1 ounce (Unze)	oz.	28,35	g	0,03527
1 pound = 16 ounzes	lb.	453,59	g	0,002205
1 short ton (USA)	US. to.	907,185	kp	0,001102
1 long ton (Engl.)	Brit. to.	1,016	t	0,984
Temperatur				
1° Fahrenheit	°F	0,555·(°F−32) °C		1,8·°C+32

Beispiele:

Englisch ➔ Deutsch	Deutsch ➔ Englisch
5 cubic inch = 5·16,39 cm^3 = 81,95 cm^3	6 l = 6·0,22 gal = 1,32 gal
150 °F = 0,555·(150−32) °C ≈ 65,5 °C	20 °C = (1,8·20+32) °F = 68 °F

Physikalische Maßeinheiten

Krafteinheiten

Die heute in der Technik statt des früheren Gramm (Gewicht) benutzte Einheit ist das **Pond** (p). Dies ist die Kraft, die auf ein Massengramm (g) infolge der Erdbeschleunigung (9,81 m/s^2) ausgeübt wird, anders ausgedrückt die Kraft, mit der 1 g an der Erdoberfläche auf die Unterlage drückt.

Weitere Krafteinheiten sind: das Newton (N), das dyn und das DYN. Es gilt:

	N	DYN	kp	dyn	Beispiele
N	1	1	0,102	10^5	
DYN	1	1	0,102	10^5	1 kp = 9,81 N oder DYN
kp	9,81	9,81	1	$9{,}81 \cdot 10^5$	1 dyn = 10^{-5} DYN
dyn	10^{-5}	10^{-5}	$1{,}02 \cdot 10^{-6}$	1	1 N = 0,102 kp

Leistungseinheiten

	kW	PS	kp m s	k cal s	erg/s	HP	ft lb/s	BTU/s
kW	1	1,360	102,0	0,239	$10 \cdot 10^9$	1,342	737,8	0,9480
PS	0,735	1	75,00	0,1757	$7{,}35 \cdot 10^9$	0,986	542,5	0,697
kp m/s	$9{,}81 \cdot 10^{-3}$	$13{,}33 \cdot 10^{-3}$	1	$2{,}34 \cdot 10^{-3}$	$98{,}1 \cdot 10^6$	1,315	7,233	$9{,}30 \cdot 10^{-3}$
k cal/s	4,19	5,69	427	1	$41{,}9 \cdot 10^9$	5,61	3088	3,97
erg/s	$100 \cdot 10^{-12}$	$136 \cdot 10^{-12}$	$10{,}2 \cdot 10^{-9}$	$23{,}9 \cdot 10^{-12}$	1	$134{,}1 \cdot 10^{-12}$	$73{,}8 \cdot 10^{-9}$	$94{,}8 \cdot 10^{-12}$
HP	0,746	1,014	76,0	0,1781	$7{,}46 \cdot 10^9$	1	550	0,707
ft. lb./s	$1{,}356 \cdot 10^{-3}$	$1{,}841 \cdot 10^{-3}$	0,138	$323 \cdot 10^{-6}$	$13{,}5 \cdot 10^6$	$1{,}818 \cdot 10^{-3}$	1	$1{,}285 \cdot 10^{-3}$
BTU/s	1,055	1,435	107,6	0,2520	$10{,}5 \cdot 10^9$	1,414	778,3	1

Darin bedeuten:

kp m/s	Kilopondmeter je Sekunde (wegen Pond siehe oben)
HP	Horse Power (Britische PS) = 1,014 PS [aber: HP (metric) = PS]
ft. lb./s	foot pound je Sekunde (siehe Seite 89)
BTU	British Termal Unit = Wärmemenge, die 1 lb. Wasser um 1 °F erwärmt (1 °C = 1,8 °F; F = Fahrenheit)

Arbeitseinheiten

kWh	PSh	kpm	J	erg	ft. lb.	kcal	BTU
1	1,36	$3671 \cdot 10^3$	$3{,}6 \cdot 10^6$	$36 \cdot 10^{12}$	$2{,}655 \cdot 10^6$	860	$3{,}41 \cdot 10^3$

J bedeutet Joule 1 J = 1 Ws

Druckeinheiten

	Torr	kp/m²	at	Atm	Bar	lb./sq. in.	lb/sq. ft	in. merc
Torr	1	13,595	$1{,}3595 \cdot 10^{-3}$	$1{,}316 \cdot 10^{-3}$	$1{,}33322 \cdot 10^{-3}$	$19{,}34 \cdot 10^{-3}$	2,785	$39{,}37 \cdot 10$
kp/m²	$73{,}556 \cdot 10^{-3}$	1	$100 \cdot 10^{-6}$	$96{,}784 \cdot 10^{-6}$	$98{,}0665 \cdot 10^{-6}$	$1{,}422 \cdot 10^{-3}$	$204{,}82 \cdot 10^{-3}$	$2{,}895 \cdot 10$
at	735,56	10000	1	0,96784	0,980665	14,223	2048,173	28,959
Atm.	760	10332	1,0332	1	1,01325	14,6959	2116,402	29,9213
Bar	750,06	10197	1,0197	$986{,}92 \cdot 10^{-3}$	1	14,504	2089	29,53
lb./sq.in.	51,715	703,06	$70{,}31 \cdot 10^{-3}$	$68{,}05 \cdot 10^{-3}$	$68{,}948 \cdot 10^{-3}$	1	144,03	2,036
lb./sq.ft.	0,3591	4,8824	$488{,}24 \cdot 10^{-6}$	$472{,}5 \cdot 10^{-6}$	$478{,}7 \cdot 10^{-6}$	$6{,}943 \cdot 10^{-3}$	1	$14{,}12 \cdot 10^{-}$
in. merc.	25,400	345,33	$34{,}533 \cdot 10^{-3}$	$33{,}42 \cdot 10^{-3}$	$33{,}864 \cdot 10^{-3}$	0,49115	70,8215	1

Darin bedeuten:

1 Torr = 1 mm Quecksilbersäule bei 0°C (735,5 mm QS bei 0°C = 737,4 mm QS bei 15°C)
1 kp/m² = 1 mm Wassersäule bei 4°C
1 at = 1 kp/cm² (n alü (Atmospharen Überdruck) = (n + 1) ata)
1 Atm. = 760 mm Quecksilbersäule bei 0°C (physikalische Atm. = 760 Torr)
1 Bar = 1 absolute Atmosphäre = 10 dyn/cm² = 10^5 Newton m² (Abkürzung für Bar b
1 lb. sq.in. = 1 Englisches Pfund je Quadratzoll
1 lb./sq.ft. = 1 Englisches Pfund je Quadratfuß
1 in. merc. = 1 Zoll Quecksilbersäule bei 0°C

Zoll und Millimeter

Zoll	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Zoll
0	0,0	25,40	50,80	76,20	101,6	127,0	152,4	177,8	203,2	228,6	254,0	0
1/16	1,59	26,99	52,39	77,79	103,2	128,6	154,0	179,4	204,8	230,2	255,6	1/16
1/8	3,18	28,58	53,98	79,38	104,8	130,2	155,6	181,0	206,4	231,8	257,2	1/8
3/16	4,76	30,16	55,56	80,96	106,4	131,8	157,2	182,6	208,0	233,4	258,8	3/16
1/4	6,35	31,75	57,15	82,55	108,0	133,4	158,8	184,2	209,6	235,0	260,4	1/4
5/16	7,94	33,34	58,74	84,14	109,5	134,9	160,3	185,7	211,1	236,5	261,9	5/16
3/8	9,52	34,92	60,32	85,72	111,1	136,5	161,9	187,3	212,7	238,1	263,5	3/8
7/16	11,11	36,51	61,91	87,31	112,7	138,1	163,5	188,9	214,3	239,7	265,1	7/16
1/2	12,70	38,10	63,50	88,90	114,3	139,7	165,1	190,5	215,9	241,3	266,7	1/2
9/16	14,29	39,69	65,09	90,49	115,9	141,3	166,7	192,1	217,5	242,9	268,3	9/16
5/8	15,88	41,28	66,68	92,08	117,5	142,9	168,3	193,7	219,1	244,5	269,9	5/8
11/16	17,46	42,86	68,26	93,66	119,1	144,5	169,9	195,3	220,7	246,1	271,5	11/16
3/4	19,05	44,45	69,85	95,25	120,6	146,0	171,4	196,8	222,2	247,6	273,0	3/4
13/16	20,64	46,04	71,44	96,84	122,2	147,6	173,0	198,4	223,8	249,2	274,6	13/16
7/8	22,22	47,62	73,02	98,42	123,8	149,2	174,6	200,0	225,4	250,8	276,2	7/8
15/16	23,81	49,21	74,61	100,0	125,4	150,8	176,2	201,6	227,0	252,4	277,8	15/16
Zoll	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Zoll

Induktivität

Allgemeine Beziehung

Die Induktivität je Windung bedeutet den Wert des Magnetfeldes je Einheit der magnetischen Spannung. Der Wert des Magnetfeldes wird in Voltsekunden (Vs) je Windung oder in Maxwell (Feldlinien) angegeben, wobei 1 Vs = 10^8 Maxwell oder 10^8 Feldlinien. Die Einheit der magnetischen Spannung ist die Amperewindung oder für eine Windung das Ampere. Die zugehörige Induktivität ist das Henry (H). Damit gilt

$$1\ \mathrm{H} = 1\ \mathrm{Vs/A}$$

Im homogenen Feld ist der Wert des Feldes durch das Produkt aus der Felddichte B und dem Feldquerschnitt Q gegeben. Der Wert der Amperewindungen wird — ebenfalls für homogenes Feld — dargestellt durch das Produkt aus magnetischem Spannungsgefälle und Feldlänge. (Magnetisches Spannungsgefälle = magnetische Feldstärke; Maß A/cm bezogen auf eine Windung.)
Hierzu braucht man:

$$\text{Permeabilität} = \frac{\text{Felddichte}}{\text{Spannungsgefälle}} \approx \mu_r \cdot 1{,}25 \cdot 10^{-8}\ \frac{\mathrm{Vs}}{\mathrm{Acm}}$$

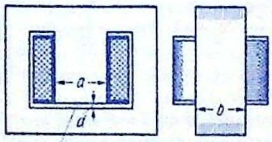
(μ_r = relative Permeabilität; für Vakuum = 1; für nicht ferromagnetische Stoffe ≈ 1). Die Induktivität wächst bei gleichem Feldverlauf mit dem Quadrat der Windungszahl w, da der Wert des Magnetfeldes bezogen auf gleichen Strom der Windungszahl proportional ist und das Magnetfeld sich in jeder Windung auswirkt.

Daraus folgt mit Q = Feldquerschnitt in cm² und l = Feldlänge in cm für w Windungen:

$$\text{Induktivität} = \mu_r \cdot 12{,}5 \cdot \frac{Q}{l}\, w^2\, 10^{-9}\ \mathrm{H} = \mu_r \cdot 12{,}5\ \frac{Q}{l}\, w^2\, 10^{-6}\ \mathrm{mH}$$

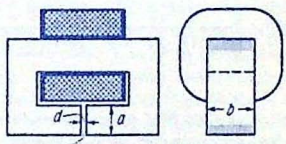
$$= \mu_r \cdot 12{,}5\ \frac{Q}{l}\, w^2\, 10^{-3}\ \mu\mathrm{H} = \mu_r \cdot 12{,}5\ \frac{Q}{l}\, w^2\ \mathrm{nH}$$

(1 nH = 1 cm = 10^{-9} H)



$Q \approx (a + 4d) \cdot (b + 2d)$

Bild 1



$Q \approx (a + 2d) \cdot (b + 2d)$

Bild 2

Eisenkern mit Luftspalt und vernachlässigbarem magnetischen Eisenwiderstand
Für Drosselspulen mit Eisenkern, dessen Luftspallänge wenigstens etwa gleich einem Hundertstel der Eisenweglänge des Feldes ist, braucht man zum Berechnen der Induktivität lediglich den magnetischen Widerstand des Luftspaltes zu berücksichtigen. Hierin ist $\mu_r = 1$. Für w Windungen gilt dem obenstehenden gemäß zu den **Bildern 1** und **2**:

$$\text{Induktivität} = 12{,}5 \cdot \frac{Q}{l} \cdot w^2 \cdot 10^{-9}\ \text{H}$$

Beispiel: Kern gemäß Bild 1 mit $a = 2$ cm, $b = 2{,}5$ cm, $d = 0{,}2$ cm und $w = 1000$. Daraus $Q = 2{,}8\ \text{cm} \cdot 2{,}9\ \text{cm} = 8{,}1\ \text{cm}^2$.

$$\text{Induktivität} = 12{,}5 \cdot \frac{8{,}1}{0{,}2} \cdot 1000^2 \cdot 10^{-9}\ \text{H} \approx 0{,}5\ \text{H} = 500\ \text{mH}$$

Einfluß des Skineffektes

Die Induktivität ist — insbesondere bei großen Leiterquerschnitten — für Hochfrequenz niedriger als für Niederfrequenz: Für Hochfrequenz wird — wegen des Skineffektes — der Strom und mit ihm das Magnetfeld im Leiterinneren belanglos. Das berücksichtigt in den nachstehenden Formeln (die für den Fall gelten, daß in der Umgebung des Leiters oder der Leiter kein ferromagnetisches Material eine Rolle spielt) das Glied α.

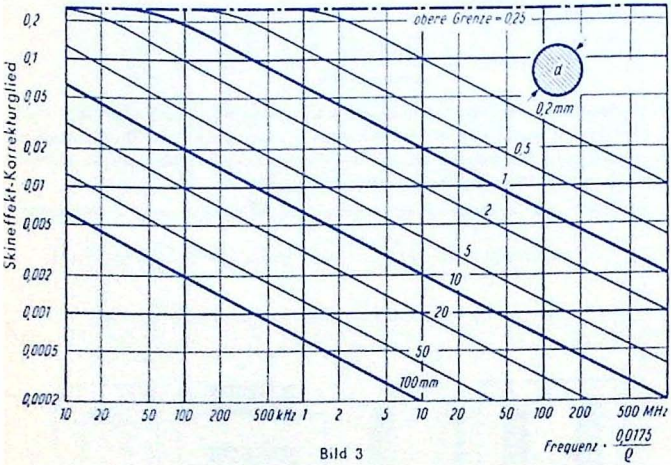


Bild 3

Der Wert α ist das Produkt aus der relativen Permeabilität des Leitermaterials und dem Skineffekt-Korrekturglied (**Bild 3**). Hierin bedeutet das Formelzeichen ϱ den spezifischen Widerstand des Leitermaterials (für Kupfer 0,0175 $\Omega \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$). Demgemäß brauchen wir für Kupferleiter den Faktor, mit dem die Frequenz zu vervielfachen ist, nicht zu beachten. Das Korrekturglied strebt für tiefe Frequenzen dem Wert 0,25 zu.

Für Leiter aus nichtferromagnetischem Material stimmt der Wert α mit dem Korrekturglied aus Bild 3 überein. Hierfür ist er dort, wo der Skineffekt eine große Rolle spielt, mit Null und dort, wo er vernachlässigbar bleibt, mit etwa 0,25 einzusetzen.

Äußere und innere Induktivität

Die äußere Induktivität ist diejenige, die zu dem außerhalb des Leiters entstehenden Magnetfeld gehört. Bei genügend hohen Frequenzen tritt die äußere Induktivität allein auf, da hier der Strom nur in der Hautschicht des Leiters fließt, also die Eindringtiefe des Stromes im Vergleich zum ganzen Leiterquerschnitt vernachlässigbar wird.

Die innere Induktivität ergibt sich als Überschuß der für tiefe Frequenzen in Frage kommenden Induktivität über die für hohe Frequenzen allein auftretende, äußere Induktivität. **Bild 4** veranschaulicht das für einen geraden Leiter, wenn in dessen Querschnitt durchweg gleiche Stromdichte herrscht (Frequenz nahe Null).

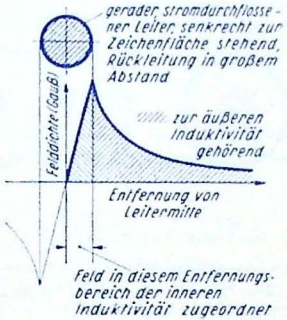


Bild 4

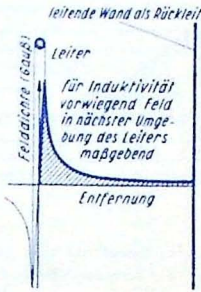


Bild 5

Induktivitäten von Leitungen

Eigentlich dürfte man einen einzelnen gestreckten Leiter hinsichtlich der Induktivität nur im Zusammenhang mit der gesamten zugehörigen Leiterschleife betrachten: Maßgebend für die Induktivität ist das mit der Schleife verkettete Magnetfeld. Es gibt aber doch Fälle, in denen ein gestreckter Leiter einen großen Abstand von den übrigen Teilen der Schleife hat und möglicherweise durch seinen geringen Durchmesser einen hohen Anteil des Gesamtfeldes auf sich konzentriert. In solchen Fällen kann man einem gestreckten Leiter Induktivität zuordnen. **Bild 5** zeigt oben einen Leiter, der in einem gegen seinen Durchmesser großen Abstand von einer leitenden Wand angeordnet ist. Die schraffierte Fläche ist ein Maß des für die Induktivität je Längeneinheit des Leiters wirksamen Magnetfeldes. Man sieht, daß ein Vergrößern des Abstandes von nur geringem Einfluß auf den Wert des Feldes und damit auf die Induktivität ist.

Für einen gestreckten Leiter mit der Länge l in cm und dem Durchmesser d in cm gilt:

zu $l > 100\,d$: $\quad L$ in nH (cm) $\approx 2\,l \left[\ln \frac{4\,l}{d} - 1 + \alpha \right]$

zu $l < 100\,d$ ist in der Klammer der Ausdruck $\frac{d}{2\,l}$ hinzuzufügen:

$$L \text{ in nH (cm)} \approx 2\,l \left[\ln \frac{4\,l}{d} - 1 + \alpha + \frac{d}{2\,l} \right]$$

Bild 6 zeigt abhängig von der Frequenz die Leiterlänge (in cm), die zu einem Ohm induktivem Widerstand gehört. Das Auseinanderlaufen der Kennlinien rechts unten hängt mit dem Skineffekt zusammen.

Für einen gestreckten Leiter aus nicht ferromagnetischem Material mit der Länge l in cm und rechteckigem Querschnitt b, c cm^2 erhalten wir für Niederfrequenz und für $l > 50\,(b + c)$:

$$L \text{ in nH (cm)} \approx 2\,l \left[\ln \frac{2\,l}{b + c} + 0{,}5 \right]$$

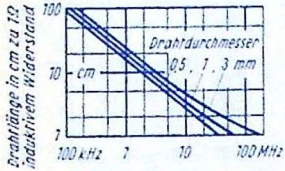


Bild 6

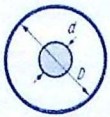


Bild 7

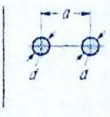


Bild 8

Bild 9

Für **koaxiales Kabel** mit dem Innenleiter-Durchmesser d in cm und dem Innendurchmesser des leitenden Mantels D in cm **(Bild 7)** ergibt sich mit der Länge l in cm:

$$L \text{ in nH (cm)} \approx 2\,l \left[\ln \frac{D}{d} + \alpha \right]$$

Gilt $D \gg d$ bzw. Hochfrequenz, so kann man α vernachlässigen. Damit wird für die Länge l in cm:

$$L \text{ in pH} \approx 2\,l \ln \frac{D}{d} \approx 4{,}6\,l \lg \frac{D}{d}$$

Für eine **symmetrische Doppelleitung (Bild 8)** (Hinleitung und zugehörige Rückleitung) mit der Einzel-Leiterlänge l in cm, dem für beide Leiter gleichen Durchmesser d in cm und dem gegenseitigen Abstand a in cm der Leiterachsen gilt:

$$L \text{ in nH (cm)} \approx 4\,l \left[\ln \frac{2\,a}{d} - \frac{a}{l} + \alpha \right]$$

Gilt $l \gg d$ sowie außerdem $2a \gg d$ und bzw. Hochfrequenz, so erhält man mit l in cm:

$$L \text{ in pH} \approx 4\,l \ln \frac{2a}{d} \approx 9{,}3\,l \lg \frac{2a}{d}$$

Für einen Leiter mit der Länge l in cm, wobei die Rückleitung durch eine ihm parallele, leitende Ebene dargestellt wird, bei einem Leiterdurchmesser d in cm sowie dem Abstand h in cm zwischen Leiterachse und Ebene **(Bild 9)** kann man bei $d < l$ so rechnen:

$$\text{zu } \frac{2h}{l} \leqq 1 \qquad L \text{ in nH (cm)} \approx 2l \left| \ln \frac{4h}{d} - \frac{2h}{l} + 0{,}23 \left(\frac{2h}{l}\right)^2 + \alpha \right|$$

$$\text{zu } \frac{2l}{h} \leqq 1 \qquad L \text{ in nH (cm)} \approx 2l \left| \ln \frac{4l}{d} - \frac{l}{4h} - 1 + \alpha \right|$$

In $h \gg d$ und $l \gg h$ ergibt sich mit der Länge l in cm

$$L \text{ in pH} \approx 2l \ln \frac{4h}{d} \approx 4{,}6\, l \lg \frac{4h}{d}$$

Formel für Drahtringe

Für eine Drahtschleife mit einer gesamten Leiterlänge von l cm und einem Leiterdurchmesser von d cm gilt

$$L \text{ in nH (cm)} \approx 2l \left(\ln \frac{4l}{d} - K \right)$$

Die Konstante K ist der Form der Drahtschleife zugeordnet. Sie hat für den Kreis den geringsten Wert. Es gilt für folgende Schleifenformen:

	K (Hf)	K (Nf)
Kreis	2,45	2,2
regelmäßiges 8- oder 6-Eck	2,55	2,3
regelmäßiges Fünfeck	2,65	2,4
Quadrat	2,85	2,6
rechtwinklig-gleichschenkliges Dreieck	3,15	2,9
gleichseitiges Dreieck	3,25	3,0

Beispiel: Kreisförmige Drahtschleife Drahtlänge $l = 15{,}7$ cm, Leiterdurchmesser $d = 0{,}6$ cm.

Induktivität $= 2 \cdot 15{,}7 \cdot [\ln (4 \cdot 15{,}7 : 0{,}6) - 2{,}5] = 31{,}4 \cdot [\ln 105 - 2{,}5] \approx 70$ nH.

Luftspulen (Spulen ohne Eisen- oder Ferritkern)

Bild 10 gibt die Berechnungsunterlagen für kreisförmige Schleifen und für Zylinderspulen.

Beispiele

1. Kreisring. Gesucht die Induktivität. Gegeben: Mittlerer Ringdurchmesser $D = 5$ cm, Leiterquerschnittsdurchmesser $d = 0{,}6$ cm, Windungszahl $w = 1$, Nf und Hf.

Zu $D/d = 5/0{,}6 \approx 8{,}3$ gehört für Nf ein Wert $k \approx 15{,}3$ und für Hf ein Wert $k \approx 13{,}8$

Damit wird die Induktivität für Nf: $L = 15{,}3 \cdot 5 \cdot 1^2 = 76{,}5$ nH

und für Hf: $L \approx 13{,}8 \cdot 5 \cdot 1^2 = 69$ nH

2. Kreisringspule. Gesucht die Induktivität. Gegeben die Abmessungen wie in Beispiel 1, aber statt einer Windung 10 Windungen und demgemäß mit dem Wicklungsquerschnitts-Durchmesser d an Stelle des Leiterquerschnitts-Durchmessers, Hf.

Da der Gesamtquerschnitt hier in Windungsquerschnitte unterteilt ist, spielt die Stromverdrängung nicht die Rolle, die ihr bei nur einer Windung zukäme. Deshalb muß k trotz

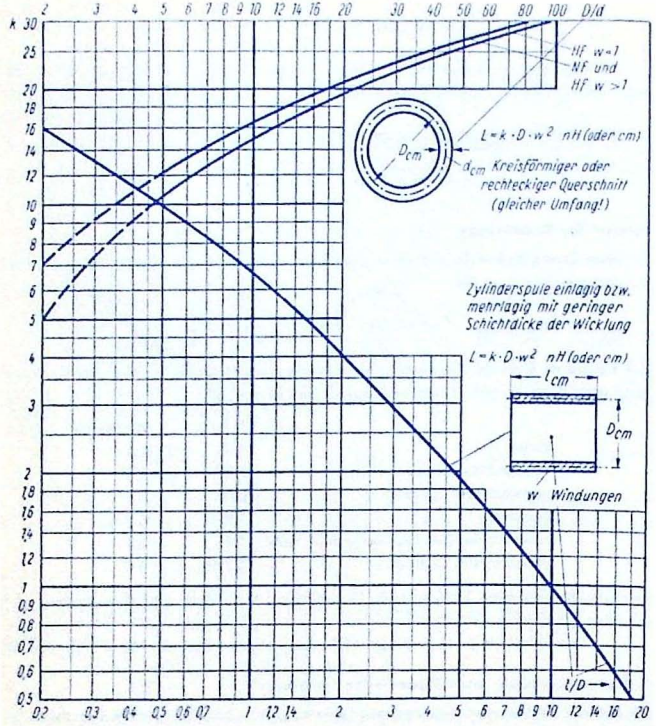


Bild 10

Hf aus dem Kennlinienfeld für Nf entnommen werden. Zu $D/l = 5/0{,}6 \approx 8{,}3$ gehört wieder $k \approx 15{,}3$. Hiermit wird: $L = 15{,}3 \cdot 5 \cdot 10^2 = 7650$ nH $= 7{,}65$ µH

3. Zylinderspule. Gesucht die Induktivität. Gegeben: Mittlerer Windungsdurchmesser $D = 5$ cm, Spulenlänge $l = 3$ cm, Windungszahl $w = 50$.
Zu $l/D = 3/5 = 0{,}6$ erhalten wir aus dem Kennlinienbild $k \approx 9$. Das gibt

$$L \approx 9 \cdot 5 \cdot 50^2 = 112\,500 \text{ nH} \approx 112 \text{ µH}$$

Näherungsformeln für Spulen und Drosseln ohne Eisenkern

Die Formeln sind verschieden, je nachdem, ob es sich um den quasistationären Fall oder um einen der nichtquasistationären Fälle handelt.

Im folgenden gelten für alle Längenmaße Zentimeter, für alle Flächenmaße demgemäß Quadratzentimeter und für die Induktivitäten Nano-Henry (nH).

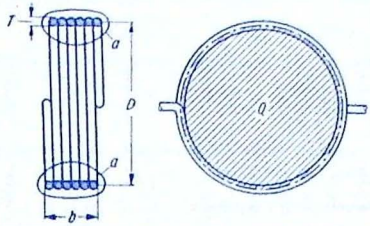


Bild 11

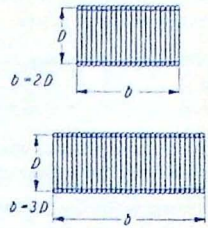


Bild 12

Quasistationärer Fall der Drossel ohne Eisenkern

Mit der Spuleninduktivität L und der (höchsten) Betriebs-Kreisfrequenz ω ist dieser Fall durch die Bedingung gekennzeichnet, daß die Spulenkapazität weit unter dem Wert des Ausdruckes $1/(\omega^2 L)$ bleibt. (Kapazität in Farad, L hier in Henry.) Für diesen Fall beträgt die Induktivität einer einlagigen Spule (**Bild 11**) mit dem als durchweg gleich vorausgesetzten Feldquerschnitt Q, der auf diesen Querschnitt bezogenen (mittleren) Feldlinienlänge a und der Windungszahl w:

$$L = 4\,\pi\,w^2\,\frac{Q}{a}$$

Hieraus erhält man die Induktivität in nH, wenn man den Feldquerschnitt in cm^2 und die mittlere Feldlinienlänge in cm einsetzt.

Für Zylinderspulen mit dem Wickeldurchmesser D und der bewickelten Länge b gilt unter der — bei einlagiger Ausführung wohl stets und bei mehrlagiger Ausführung häufig erfüllten — Voraussetzung: Wicklungstiefe $T \ll D/2$:

$$Q = \pi\,D^2/4 \quad \text{und zu} \quad b \geqq 0{,}3\,D$$
$$a \approx b + 0{,}45\,D$$

Hiermit und mit der aufgewickelten Drahtlänge $l = \pi\,w\,D$ ergibt sich:

$$L \approx \frac{l^2}{b + 0{,}45\,D} \quad \text{oder allgemein:}$$

$$L \approx \frac{\text{Quadrat der aufgewickelten Drahtlänge}}{\text{mittlere Feldlinienlänge}}$$

Auch dafür gilt wieder, daß sich die Induktivität in nH ergibt, wenn man für die Abmessungen als Maß das cm wählt.

Die vorletzte Formel läßt sich so umstellen, daß man aus der Induktivität und der Spulenbauform die Drahtlänge l in cm aus der Induktivität L in nH (cm) und dem Wicklungsdurchmesser D in cm ermitteln kann. Die Formel lautet hierfür:

$$l = \sqrt{L \cdot (b + 0{,}45\,D)}$$

Beispiel

Eine Induktivität von 18 µH = 18000 nH soll mit einer einlagigen Zylinderspule mit einem Durchmesser von 4,5 cm bei einer Wicklungslänge $b = 4$ cm erzielt werden. Die Drahtlänge errechnet sich zu $l = \sqrt{18\,000\,(4 + 0{,}45 \cdot 4{,}5)} \approx 329$ cm

Die Windungszahl erhalten wir, indem wir die Drahtlänge durch die Windungslänge teilen.

$$w = \frac{l}{\pi \cdot D} = \frac{329}{\pi \cdot 4{,}5} \approx 23$$

Soll die Spule Windung an Windung gewickelt werden, so ergibt sich hierzu als Außendurchmesser des isolierten Drahtes 40 mm : 23 = 1,74 mm

Nichtquasistationäre Fälle der Drossel ohne Eisenkern

In Betracht kommen hier vorwiegend lange Zylinderspulen, die als UKW-Resonanzdrosseln dienen (Bild 12). Dabei sind zu unterscheiden: Zuleitungsdrosseln (zwischen einem kalten und einem heißen Punkt) sowie Drosseln zwischen zwei heißen Punkten.
Für Zuleitungsdrosseln folgt die Drahtlänge l aus

$$l \approx 0{,}28\ \lambda$$

Zur Drahtlänge l und dem Wickeldurchmesser D gehören die Windungszahl

$$w = \frac{l}{\pi \cdot D} \approx \frac{\lambda}{11\ D}$$

und die Ganghöhe = Dicke d des isolierten Drahtes unter der vielfach erfüllten Bedingung, daß die Spulenlänge b gleich dem doppelten Wickeldurchmesser (also gleich 2 D) gewählt wird

$$d \approx \frac{2\ D}{w} \approx 22\ \frac{D^2}{\lambda}$$

Für Resonanzdrosseln zwischen zwei heißen Punkten bekommt man bei Ausführung als einlagige Zylinderspule

$$l \approx 0{,}55\ \lambda \text{ bzw. } w \approx \frac{\lambda}{5{,}7\ D}$$

und mit der Wicklungslänge $b = 3\ D$

$$d \approx \frac{3\ D}{w} \approx 17\ \frac{D^2}{\lambda}$$

Beispiel

Verlangt sind die Daten für eine Zuleitungsdrossel mit $D = 0{,}5$ cm zu einer Frequenz von 90 MHz ($\lambda = 333$ cm). Es gilt

$$w \approx \frac{333}{11 \cdot 0{,}5} \approx 60 \text{ sowie } d \approx 22\ \frac{0{,}25}{333} \approx 0{,}017 \text{ cm}$$

Gewickelt wird mit 0,12 mm CuLS. Ausführung am besten körperlos (auf Dorn gewickelt, dann abgezogen und verklebt).

Induktiver Widerstand

$R_L = \omega L \approx 6{,}28 \cdot f \cdot L$, worin z. B. R_L in Ω, f in Hz und L in H gelten. Folgende Tabelle gibt eine Übersicht.

Widerstände der Induktivitäten zu folgenden Frequenzen bzw. Wellenl.: 3 km 300 m 30 m 3 m

Induktivität	20 Hz	50 Hz	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz	100 MHz
100 nH	12,5 µΩ	31,4 µΩ	62,8 µΩ	628 µΩ	6,3 mΩ	62,8 mΩ	628 mΩ	6,3 Ω	62,8 Ω
200 nH	25 µΩ	62,8 µΩ	125 µΩ	1,2 mΩ	12,5 mΩ	125 mΩ	1,2 Ω	12,5 Ω	125 Ω
500 nH	62,8 µΩ	157 µΩ	314 µΩ	3,1 mΩ	31,4 mΩ	314 mΩ	3,1 Ω	31,4 Ω	314 Ω
1 µH	125 µΩ	314 µΩ	628 µΩ	6,3 mΩ	62,8 mΩ	628 mΩ	6,3 Ω	62,8 Ω	628 Ω
2 µH	250 µΩ	628 µΩ	1,2 mΩ	12,5 mΩ	125 mΩ	1,2 Ω	12,5 Ω	125 Ω	1,2 kΩ
5 µH	628 µΩ	1,6 mΩ	3,1 mΩ	31,4 mΩ	314 mΩ	3,1 Ω	31,4 Ω	314 Ω	3,1 kΩ
10 µH	1,2 mΩ	3,1 mΩ	6,3 mΩ	62,8 mΩ	628 mΩ	6,3 Ω	62,8 Ω	628 Ω	6,3 kΩ
20 µH	2,5 mΩ	6,3 mΩ	12,5 mΩ	125 mΩ	1,2 Ω	12,5 Ω	125 Ω	1,2 kΩ	12,5 kΩ
50 µH	6,3 mΩ	15,7 mΩ	31,4 mΩ	314 mΩ	3,1 Ω	31,4 Ω	314 Ω	3,1 kΩ	31,4 kΩ
100 µH	12,5 mΩ	31,4 mΩ	62,8 mΩ	628 mΩ	6,3 Ω	62,8 Ω	628 Ω	6,3 kΩ	62,8 kΩ
200 µH	25 mΩ	62,8 mΩ	125 mΩ	1,2 Ω	12,5 Ω	125 Ω	1,2 kΩ	12,5 kΩ	125 kΩ
500 µH	62,8 mΩ	157 mΩ	314 mΩ	3,1 Ω	31,4 Ω	314 Ω	3,1 kΩ	31,4 kΩ	314 kΩ
1 mH	125 mΩ	314 mΩ	628 mΩ	6,3 Ω	62,8 Ω	628 Ω	6,3 kΩ	62,8 kΩ	628 kΩ
2 mH	250 mΩ	628 mΩ	1,2 Ω	12,5 Ω	125 Ω	1,2 kΩ	12,5 kΩ	125 kΩ	12 MΩ
5 mH	628 mΩ	1,6 Ω	3,1 Ω	31,4 Ω	314 Ω	3,1 kΩ	31,4 kΩ	314 kΩ	3,1 MΩ
10 mH	1,2 Ω	3,1 Ω	6,3 Ω	62,8 Ω	628 Ω	6,3 kΩ	62,8 kΩ	628 kΩ	6,3 MΩ
20 mH	2,5 Ω	6,3 Ω	12,5 Ω	125 Ω	1,2 kΩ	12,5 kΩ	125 kΩ	1,2 MΩ	12,5 MΩ
50 mH	6,3 Ω	15,7 Ω	31,4 Ω	314 Ω	3,1 kΩ	31,4 kΩ	314 kΩ	3,1 MΩ	31,4 MΩ
100 mH	12,5 Ω	31,4 Ω	62,8 Ω	628 Ω	6,3 kΩ	62,8 kΩ	628 kΩ	6,3 MΩ	62,8 MΩ
200 mH	25 Ω	62,8 Ω	125 Ω	1,2 kΩ	12,5 kΩ	125 kΩ	1,2 MΩ	12,5 MΩ	125 MΩ
500 mH	62,8 Ω	157 Ω	314 Ω	3,1 kΩ	31,4 kΩ	314 kΩ	3,1 MΩ	31,4 MΩ	314 MΩ
1 H	125 Ω	314 Ω	628 Ω	6,3 kΩ	62,8 kΩ	628 kΩ	6,3 MΩ	62,8 MΩ	628 MΩ
2 H	250 Ω	628 Ω	1,2 kΩ	12,5 kΩ	125 kΩ	1,2 MΩ	12,5 MΩ	125 MΩ	1,2 GΩ
5 H	628 Ω	1,6 kΩ	3,1 kΩ	31,4 kΩ	314 kΩ	3,1 MΩ	31,4 MΩ	314 MΩ	3,1 GΩ

Spulen- und Wicklungs-Eigenkapazität

Berechnung von Eigenkapazität und Eigenwelle der Zylinderspule

Die Eigenkapazität ist hier in erster Linie durch den Spulendurchmesser gegeben. Überschlägig kann man die Eigenkapazität in pF gleich dem Spulendurchmesser in cm setzen. In zweiter Linie ist für die Kapazität das Verhältnis der Steigung, mit der die Spule gewickelt ist, zum Leiterdurchmesser von Einfluß. Aus diesem Verhältnis folgt der Faktor, der mit dem Durchmesser, in cm vervielfacht, die Eigenkapazität in pF ergibt.

Verhältnis	1,05	1,1	1,15	1,2	1,3	1,5	2.0	3,0
Faktor	2,8	2,0	1,6	1,4	1,15	0,9	0,66	0,49

Zahlenbeispiel: Eigenkapazität und Eigenwellenlänge sollen ermittelt werden für einlagige Zylinderspule mit mittlerem Windungsdurchmesser 5 cm, Wicklungslänge 3 cm, 50 Windungen 0,55 mm Draht. Steigung 30 mm : 50 Windungen = 0,6 mm; Steigung : Leiterdurchmesser = 0,6 : 0,55 ≈ 1,1. Hierzu aus Tabelle Faktor 2, also Eigenkapazität = $5 \cdot 2 = 10$ pF. Mit Induktivität 112 µH (Siehe Seite 98, Beispiel 3) wird λ_0 in m $= 1{,}9 \cdot \sqrt{LC}$, worin L in µH und C in pF einzusetzen sind. Also $= \lambda_0\ 1{,}9 \cdot \sqrt{112 \cdot 10} \approx 64$ m
Verkleben der Wicklung erhöht Eigenkapazität und Eigenwellenlänge (Resonanzwellenlänge)!

Lagenweise gewickelte Spule

Für die Eigenkapazität C der Wicklung allein sind von Bedeutung: die Kapazität zwischen zwei aufeinander folgenden Lagen und der Kehrwert der Lagenzahl. Mit:

- D mittlerer Durchmesser (cm)
- l Lagenlänge (Spulenlänge cm)
- a Kupferabstand (licht) zweier Lagen (cm)
- n Lagenzahl der Wicklung
- ε wirksame relative Dielelektrizitätskonstante

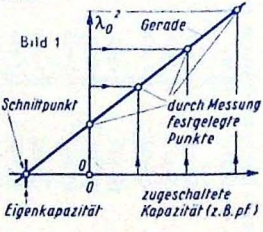
gilt

$$C \text{ in pF} = D \cdot l \cdot \varepsilon : (2{,}7 \cdot a \cdot n)$$

Meßtechnisches Ermitteln der Spulen-Eigenkapazität

Man legt der Spule nacheinander Kondensatoren mit verschiedenen bekannten Kapazitäten parallel. Für jeden Kondensator mißt man die Resonanzfrequenz f_0 der Parallelschaltung. Aus der Resonanzfrequenz berechnet man deren reziproken Wert oder die Resonanzwellenlänge (λ_0). Dann trägt man — abhängig von den Werten der der Spule parallel geschalteten Kapazitäten — die Quadrate der reziproken Werte der Resonanzfrequenz oder die Quadrate der Resonanzwellenlängen auf. Die so erhaltenen Punkte liegen auf einer Geraden. Diese Gerade wird bis zu ihrem Schnittpunkt mit der Kapazitätsachse (Abszissenachse) verlängert. Zum Schnittpunkt gehört der Wert der gesuchten Eigenkapazität **(Bild 1)**.

Bild 1



Skin-Effekt (Hautwirkung)

Erklärung

Hierunter versteht man die Tatsache, daß die Stromdichte im Innern des Leiters geringer ist als nahe der Leiteroberfläche. Ein Wechselstrom hoher Frequenz fließt gewissermaßen in der Hautschicht des Leiters. Um das einzusehen, denke man sich einen kreisförmigen Leiterquerschnitt, zerlegt in konzentrische, flächengleiche Kreisringe.
Zu den im Innern eines Leiters liegenden Kreisringen gehören größere Induktivitäten als zu den der Leiteroberfläche benachbarten Kreisringen. Größere Induktivitäten bedeuten für Wechselstrom höhere induktive Widerstände. Die Folge ist eine Stromverdrängung nach den äußeren Schichten des Leiters. Diese wird um so ausgeprägter, je größer die Abmessungen des Leiterquerschnittes, je geringer der spezifische Widerstand des Leitermaterials und je höher die Frequenz sind.

Widerstandszunahme bei Kreisquerschnitt

Bild 1 zeigt die Widerstandszunahme infolge des Skineffektes im Verhältnis zum Gleichstromwiderstand für Kupferdrähte mit kreisförmigem Querschnitt, abhängig von dem Produkt aus dem Quadrat des Drahtdurchmessers in mm, der Frequenz in Hz sowie der Permeabilität und der Leitfähigkeit des Leitermaterials.

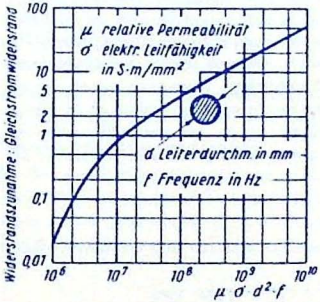


Bild 1

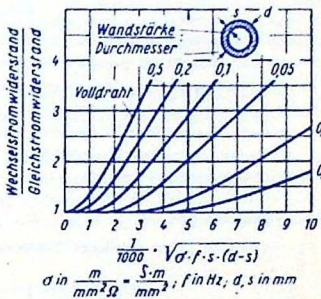


Bild 2

Gegenmittel

Als Mittel, der Stromverdrangung und damit der Widerstandserhöhung entgegenzuwirken, verwendet man an Stelle von Volldrähten Rohrleiter oder Leiter mit rechteckigem Querschnitt (Bandleiter) oder Hf-Litzen. In Fällen, in denen Rohr oder Litze ungeeignet sind, aber doch ein niedriger Leitungswiderstand bei hoher Frequenz erreicht werden muß, benutzt man Drähte mit großem Querschnitt und so auch mit großer Oberfläche (Beispiel: UKW-Spulen). Das ist natürlich kein Mittel zum Vermeiden der Widerstandserhöhung, sondern ermöglicht lediglich durch Wahl eines sehr geringen Gleichstromwiderstandes, trotz der Widerstandserhöhung einen hinreichend niedrigen Hf-Leitungswiderstand zu erzielen.

Kreisring-Querschnitt

Die Wahl von Rohren an Stelle massiver Leiter ist bei großeren Leiterquerschnitten zweckmäßig (**Bild 2**), falls die damit erzielte Material- und Gewichtsersparnis wesentlicher ist als der höhere Herstellungspreis und die schwierigere Verarbeitung der Rohre.

Eindringtiefe und äquivalente Schichtdicke bei Kreisquerschnitt

Bild 3 zeigt, wie die Eindringtiefe für Kupferleiter mit kreisförmigem Querschnitt von der Frequenz abhängt, wenn der Leiterdurchmesser groß gegen die Eindringtiefe ist.

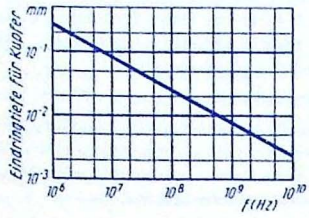


Bild 3

Unter der Eindringtiefe ist hier die Schichtdicke zu verstehen, in der die Stromdichte auf 1% des für die Leiteroberfläche geltenden Wertes abgesunken ist. Außer der Eindringtiefe gibt es auch den Begriff der **„äquivalenten Schichtdicke"**. Darunter versteht man die Dicke der Außenschicht, die – bei durchweg gleicher Stromdichte, wie sie an der Oberfläche herrscht – denselben Widerstand aufweisen würde, den der volle Leiterquerschnitt mit seiner ungleichen Stromdichte hat. Sie ist etwa gleich dem 0,22fachen der hier in Bild 3 aufgetragenen Eindringtiefe.

Rechteck-Querschnitt

Die für rechteckige Leiter geltenden Zusammenhänge sind mit **Bild** 4 veranschaulicht.

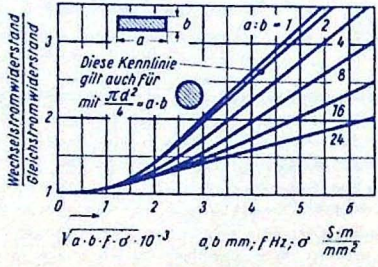


Bild 4

Hf-Litze

Die Hochfrequenzlitzen sind aus gegeneinander isolierten Adern so gefertigt, daß jede einzelne Ader jede Stellung im Querschnitt ebensooft und ebensolange einnimmt wie jede andere Ader derselben Litze. Das Unterteilen des Leiters in Litzenadern hat nur in einem begrenzten Frequenzbereich einen Wert. Die Grenzen dieses Bereiches sind vom Aufbau der Spule und von ihrem Verwendungszweck abhängig. Für übliche Spulen mit ferromagnetischem Kern erstreckt sich der Anwendungsbereich der Hf-Litze von etwa 100 kHz bis ungefähr 4 MHz. Bei Frequenzen unter 100 kHz ist die Hautwirkung in massiven Leitern mit Querschnitten, wie man sie z.B. für Empfängerspulen verwendet, noch einigermaßen gering. Bei Frequenzen über 4 MHz wird die trennende Wirkung der Isolationen zwischen den einzelnen Litzenadern durch die kapazitiven Leitwerte, die den Isolationsleitwerten parallel liegen, beeinflußt, und damit die gleichmäßige Verteilung des Stromes auf die einzelnen Litzenadern beeinträchtigt.

Behandlung der Hf-Litze

Die Enden der Hf-Litze müssen sorgfältig verlötet werden, damit jede Ader mit dem Anschluß leitende Verbindung bekommt. Hierzu brennt man zunächst die sämtliche Adern umschließende Umspinnung in einer Spiritusflamme vorsichtig ab.

Besteht die Isolation der Einzeladern aus gewöhnlichem Drahtlack, so bringt man das Litzenende vollends auf Rotglut und schreckt es dann in dem Spiritus ab, über dessen Oberfläche die Flamme brennt. Die Reste der verbrannten Lackschicht kann man nun leicht abstreifen und das Litzenende mit dem Lötkolben unter Zugabe von sauberem Kolophonium ohne Schwierigkeit verzinnen.

Neuerdings gibt es Hf-Litze, deren Aderlackierung durch das heiße Kolophonium beim Verzinnen aufgelöst wird, also nicht vor dem Löten entfernt zu werden braucht.

Benachbarte Leiter und Spulen

Die Stromverdrängung in einander benachbarten, von demselben Strom durchflossenen Leitern ist größer als in Leitern, die von anderen solchen Leitern größere Abstände haben. Dabei spielt es eine Rolle, ob der benachbarte Leiter von dem Strom in gleicher oder entgegengesetzter Richtung durchflossen wird **(Bild 5)**.

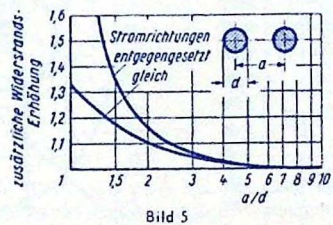


Bild 5

In Spulen ergeben sich im allgemeinen noch stärkere Stromverdrängungen als in einzelnen Leitungen. Demgemäß ist hierfür das Verhältnis des Wechselstromwiderstandes zum Gleichstromwiderstand höher, als dies den vorangehenden Kennlinien entspricht.

Doppelleitungen

Leitungsarten

Es gibt (von Spezialfällen abgesehen) Einfachleitungen — wie z. B. zwischen einer Hochantenne und dem Empfangsgerät sowie zwischen diesem und der Erdung —, Doppelleitungen und Hohlraumleiter. Hier sollen lediglich Doppelleitungen behandelt werden. Eine Doppelleitung ist eine Leitung mit zwei einander im wesentlichen parallelen Stromwegen, wobei der eine Stromweg eine Hinleitung und der andere die zugehörige Rückleitung darstellt.

Unter die Doppelleitung ist auch der Fall zu rechnen, daß als ein Stromweg die Erde und als zugehöriger zweiter Stromweg ein ihrer Oberfläche parallellaufender Leiter benutzt wird. Ebenso gehören zu den Doppelleitungen Koaxialkabel (Innenleiter ein Stromweg, leitender Mantel anderer Stromweg).

Somit gibt es außer den symmetrischen Doppelleitungen unsymmetrische Doppelleitungen. Symmetrie bedeutet Gleichheit beider Stromwege (Adern), Unsymmetrie Verschiedenheit (z. B. Ader und Mantel beim Koaxialkabel).

Wellenwiderstand

Der Wellenwiderstand einer Doppelleitung ist gleich deren Eingangswiderstand, solange und sofern am Leitungsende gegebenenfalls auftretende Reflexionen nicht auf den Eingang zurückwirken. Reflexionen bleiben aus bei unendlich langer oder richtig abgeschlossener Leitung. Die Leitung ist richtig abgeschlossen, wenn die beiden Enden der zwei Stromwege der Doppelleitung über einen ihrem Wellenwiderstand genau entsprechenden Widerstand verbunden sind. Der Wellenwiderstand $\mathfrak{Z}$ bestimmt sich — genaugenommen — aus folgenden vier auf die Längeneinheit der Doppelleitung bezogenen Werten:

Leitungswiderstand	R	der Doppelleitung
Ableitung	G	zwischen den beiden Leitungen
Induktivität	L	der Doppelleitung **(Bilder 1 und 2)** und
Kapazität	C	zwischen den beiden Leitungen **(Bilder 1 und 2)**

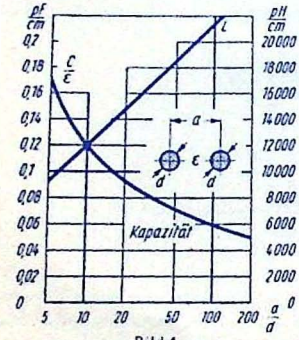


Bild 1

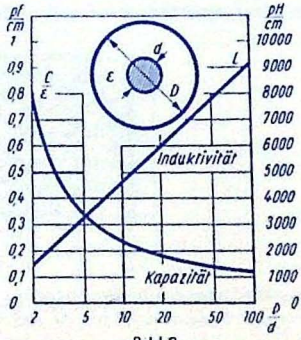


Bild 2

Hiermit gilt:

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\,\omega\,L}{G + j\,\omega\,C}}$$

Bei nicht allzutiefer Frequenz und einigermaßen geringer Leitungsdämpfung ist der induktive Widerstand $\omega\,L$ groß gegen den Leitungswiderstand R und der kapazitive Leitwert $\omega\,C$ ebenfalls groß gegen den reellen Leitwert G der Ableitung. Daraus folgt die für den Wellenwiderstand normalerweise angegebene Näherungsformel:

$$|Z| \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Dieser Wellenwiderstand ist ein frequenzunabhängiger Wirkwiderstand. Es gelten für Leiter aus nicht ferromagnetischem Material bei Hochfrequenz folgende Näherungsgleichungen, die sich aus den Faustformeln für Induktivität (siehe Seite 95) und Kapazität (siehe Seite 113) ableiten:

Symmetrische Doppelleitung mit dem Leitungsdurchmesser d und dem Abstand a der beiden Leiterachsen sowie der wirksamen Dielektrizitätskonstante ε für $2a/d > 5$:

$$|Z| \approx \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \frac{2a}{d} \approx \frac{276}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \frac{2a}{d} \qquad \textbf{(Bild 3)}$$

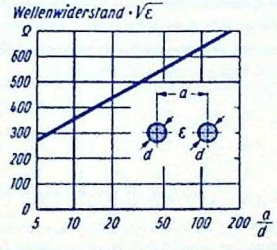


Bild 3

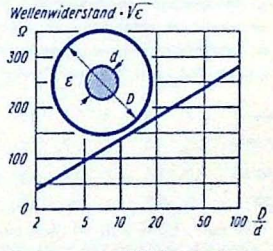


Bild 4

Koaxialkabel mit dem Durchmesser d des Innenleiters und dem Innendurchmesser D des leitenden Mantels sowie der wirksamen Dielektrizitätskonstante ε:

$$|Z| \approx \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \frac{D}{d} \approx \frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \frac{D}{d} \qquad \textbf{(Bild 4)}$$

Symmetrisches Kabel mit zwei Adern (Halbmesser r, Abstand A der beiden Leiterachsen und Innendurchmesser D des leitenden Mantels) sowie der wirksamen Dielektrizitätskonstante ε:

$$|Z| \approx \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}} \ln\left(\frac{2a\,[1-(a/D)^2]}{d\,[1+(a/D)^2]}\right) \approx \frac{276}{\sqrt{\varepsilon}} \lg\left(\frac{2a\,[1-(a/D)^2]}{d\,[1+(a/D)^2]}\right) \qquad \text{(Bild 5)}$$

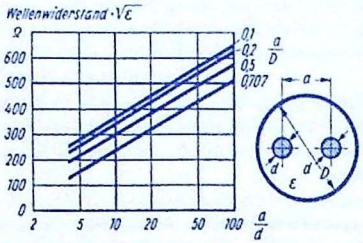


Bild 5

Leitungsdämpfung

Längs einer mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossenen Leitung geht die Spannung infolge des Leitungswiderstandes und der Verluste zwischen den Leitungen je Längeneinheit jeweils um einen konstanten Bruchteil zurück. Die Längeneinheit bezieht man auf die Doppelleitungs-Länge. Den Bruchteil kennzeichnet man mit Neper oder — über den Umweg der Leistung — mit Dezibel. Üblich sind N/km oder z. B. dB/100 m.

N/km	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	25	30	35
dB/100 m	1,7	3	5	7	9	10	12	14	16	17	19	22	26	30
dB/50 m	0,9	1,7	2,6	3,5	4,5	5,2	6	7	8	9	10	11	13	15
dB/20 m	0,3	0,7	1	1,4	1,8	2	2,4	2,8	3,2	3,4	3,8	4,4	5,2	6

Die Leitungsdämpfung wächst wegen des Skineffektes und wegen der zunehmenden Verluste im Isolierstoff für hohe Frequenzen mit der Frequenz erheblich an.

Fortpflanzungsgeschwindigkeit und Verkürzungsfaktor

Entlang den Leitungen ist die Fortpflanzungsgeschwindigkeit und im selben Verhältnis damit die Wellenlänge kleiner als im freien Raum. Man kann für Doppelleitungen mit etwa 60% bis 85% der Lichtgeschwindigkeit rechnen (Verkürzungsfaktor 0,6 bis 0,85).

Beispiele

Leitungsart	Querschnittsabmessungen, Ausführung	Wellenwiderstand Ω	Dämpfung dB/100 m 100 MHz	200 MHz	Verkürzungsfaktor	Preisverhältnis
Bandleitung mit großem Aderabstand	8 mm breit; 2 Litzen Cu 7 × 0,3 mm versilbert Lupolen-Isolation	240	4	6	0,8	1
Bandleitung mit geringem Aderabstand	Außen: 3 × 4 mm; 2 Cu-Leiter 0,9 mm Lupolen-Isolation	60	25	40	0,6	1,8
Doppelleitung mit Vollisolierung	Außendurchmesser 8 mm; 2 Cu-Leiter 0,6 mm	120	17	26	0,7	3,6
Doppelleitung mit Hohlisolierung	Außendurchmesser 11 mm; 2 Cu-Leiter 0,5 mm	240	8	12	0,8	7
Koaxialkabel mit Vollisolierung	Außendurchmesser 6 mm; 1 Cu-Leiter 1 mm versilbert	60	10	16	0,7	2,3
Koaxialkabel mit Hohlisolierung	Außendurchmesser 8 mm; 1 Cu-Leiter 1,8 mm versilbert	60	6	9	0,8	3,6
Koaxialkabel mit Schaumstoffisolierung	Außendurchmesser	60	7	10	0,8	

Am Ende offene Leitung

Am offenen Leitungsende hat der Strom den Wert Null. Mit ihm verschwindet dort das Magnetfeld. Daraus folgt ein Anwachsen der Spannung auf den doppelten Wert. Am offenen Leitungsende wird also der Strom mit entgegengesetztem Vorzeichen und die Spannung mit gleichem Vorzeichen reflektiert.

Ist die Leitung von einer Wechselstromquelle gespeist, so ergibt sich in dieser Weise am offenen Leitungsende ein Stromknoten und ein Spannungsbauch (**Bild 6**). Eine Viertelwelle vor dem Ende gehört hierzu ein Spannungsknoten und ein Strombauch. Knoten und Bäuche sind den stehenden Wellen zugeordnet, die durch Überlagern der hin- und rücklaufenden Wellen zustande kommen.

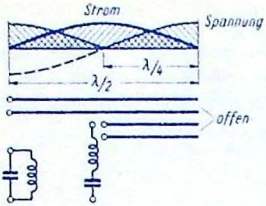


Bild 6

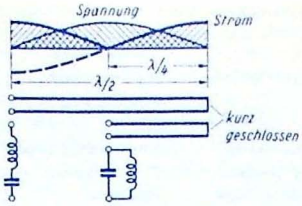


Bild 7

Am Ende kurzgeschlossene Leitung

Am kurzgeschlossenen Ende ergibt sich ein hoher Strom, während die Spannung dort zusammenbricht. Hierzu gehört an diesem Ende ein Strombauch und ein Spannungsknoten. Eine Viertelwellenlänge vor dem kurzgeschlossenen Ende tritt ein Spannungsbauch und ein Stromknoten auf. Eine halbe Wellenlänge vor dem kurzgeschlossenen Ende entsteht wieder ein Strombauch und ein Spannungsknoten **(Bild 7)**.

Eingangswiderstände der offenen und kurzgeschlossenen Leitung

Dort, wo Stromknoten und Spannungsbauch gemeinsam vorhanden sind, bedeutet das einen äußerst hohen Widerstand. Dort, wo ein Spannungsknoten und ein Strombauch liegen, hat man es mit einem sehr geringen Widerstand zu tun. Hoher und geringer Widerstand gelten, weil sie mit der Wellenlänge verknüpft sind, an der gegebenen Leitungsstelle exakt nur für eine bestimmte Frequenz und näherungsweise für die Umgebung dieser Frequenz. Dem entspricht: Die kurzgeschlossene Viertelwellenleitung und die offene Halbwellenleitung stellen Sperrkreise, die offene Viertelwellenleitung und die kurzgeschlossene Halbwellenleitung Saugkreise dar (Bilder 6 und 7).

Die Viertelwellenleitung z. B. wirkt also bei offenem Ende wie ein Kurzschluß und bei kurzgeschlossenem Ende wie eine Unterbrechung der Eingangsklemmen.

Viertelwellenleitung mit Kapazität oder Induktivität abgeschlossen

Wird an die Viertelwellenleitung ein Kondensator angeschlossen, so wirkt die Gesamtschaltung wie eine Induktivität **(Bild 8)**. Überbrückt man die Enden der Viertelwellenleitung mit einer Induktivität, so wirkt die Gesamtschaltung wie eine Kapazität **(Bild 9)**.

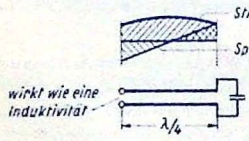


Bild 8

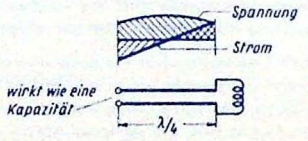


Bild 9

Viertelwellenleitung als Impedanzwandler

Wird das Ende einer Viertelwellenleitung mit einem Wirkwiderstand überbrückt, dessen Wert höher ist als ihr Wellenwiderstand, so wirkt die Gesamtschaltung wie ein Wirkwiderstand, der einen kleineren Wert hat als der Wellenwiderstand. Für einen Abschluß-Wirkwiderstand, dessen Wert geringer ist als der Wellenwiderstand, gilt das Entgegengesetzte.

In diesem Sinne wird die Viertelwellenleitung als Widerstandswandler benutzt. Der Wellenwiderstand einer solchen **Transformationsleitung** muß gleich dem geometrischen Mittel der aneinander anzupassenden Widerstände gewählt werden.

Der Wellenwiderstand Z der (Viertelwellen-)Transformationsleitung folgt demgemäß aus den aneinander anzupassenden Wirkwiderständen R_1 und R_2 zu:

$$Z = \sqrt{R_1 \cdot R_2}$$

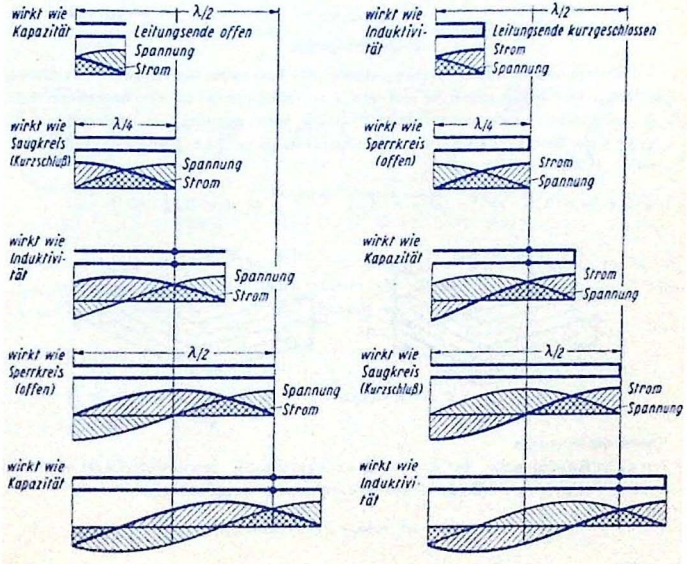
Beispiel

Ein Dipol mit einem Fußpunktwiderstand von 120 Ω ist an eine Bandleitung mit einem Wellenwiderstand von 240 Ω anzupassen.

Der Wellenwiderstand der zugehörigen (Viertelwellen-)Transformationsleitung berechnet sich zu

$$\sqrt{120\ \Omega \cdot 240\ \Omega} \approx 170\ \Omega$$

Nochmal offene und kurzgeschlossene Leitung



Kapazität

Allgemeine Beziehung

Die Kapazität bedeutet Ladung je Spannungseinheit. Die Ladung wird in Amperesekunden (As), die Spannung in **Volt** (V) gemessen. Die zugehörige Kapazitätseinheit ist das Farad (F). Damit gilt

$$1\ \mathrm{F} = 1\ \mathrm{As/V}$$

Die Ladung stimmt mit dem Wert des elektrischen Feldes überein und ist für homogenes Feld durch das Produkt aus Felddichte und Feldquerschnitt gegeben.
Die Spannung wird — ebenfalls für homogenes Feld — dargestellt durch das Produkt aus Spannungsgefälle und Feldlänge (Spannungsgefälle = Feldstärke).

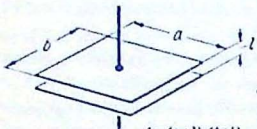


Bild 1

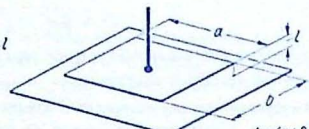


Bild 2

Zur Kapazitätsberechnung braucht man die

$$\text{Dielektrizitätskonstante} = \frac{\text{Felddichte}}{\text{Spannungsgefälle}} \approx \varepsilon \cdot 8{,}84 \cdot 10^{-14}\ \frac{\mathrm{As/cm^2}}{\mathrm{V/cm}}$$

(ε = Elektrisierungszahl oder relative Dielektrizitätskonstante; für Vakuum = 1). Daraus folgt mit A = Feldquerschnitt in $\mathrm{cm^2}$ und l = Feldlänge in cm für homogenes Feld, z. B. zwischen zwei parallelen Platten bei einem im Vergleich zu Länge und Breite des Feldquerschnittes geringen gegenseitigen Abstand l (**Bilder 1 und 2**):

$$\text{Kapazität} \approx \varepsilon \cdot 8{,}84 \cdot 10^{-8}\ \frac{A}{l}\ \mu\mathrm{F} = \varepsilon \cdot 8{,}84 \cdot 10^{-5}\ \frac{A}{l}\ \mathrm{nF} = \varepsilon \cdot 8{,}84 \cdot 10^{-2}\ \frac{A}{l}\ \mathrm{pF}$$

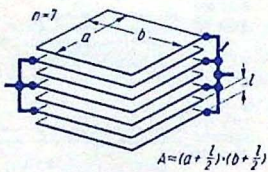


Bild 3

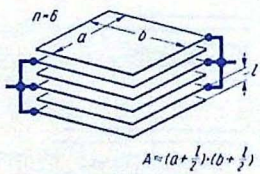


Bild 4

Kapazitätsformeln

Für einen **Kondensator** mit n leitenden Platten — abwechselnd zum einen und anderen Pol gehörig — (**Bilder 3 und 4**) erhalten wir entsprechend

$$\text{Kapazität in pF} \approx (n-1) \cdot \varepsilon \cdot 8{,}84 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{A}{l}$$

Für ein **koaxiales Kabel** oder einen koaxialen Zylinderkondensator mit der Länge l in cm, dem Innenleiterdurchmesser d und dem Innendurchmesser des leitenden Mantels D **(Bild 5)** wird für $l \gg D$:

$$\text{Kapazität in pF} \approx \varepsilon \cdot \frac{0{,}24 \cdot l}{\lg \frac{D}{d}} \approx \varepsilon \cdot \frac{l}{4{,}2 \lg \frac{D}{d}} \approx \varepsilon \cdot \frac{l}{1{,}8 \ln \frac{D}{d}}$$

Für eine **Doppelleitung (Bild 6)** mit der Länge l in cm berechnet sich die Kapazität zwischen beiden Leitern mit gleichem Durchmesser d und dem gegenseitigen Abstand a (von Mitte zu Mitte) zu:

$$\text{Kapazität in pF} \approx \varepsilon \cdot \frac{l}{8{,}3 \lg \left| \frac{a}{d} + \sqrt{\left(\frac{a}{d}\right)^2 - 1} \right|} \approx \varepsilon \cdot \frac{l}{3{,}6 \ln \left| \frac{a}{d} + \sqrt{\left(\frac{a}{d}\right)^2 - 1} \right|}$$

oder für $a \gg d$:

$$\approx \varepsilon \cdot \frac{l}{8{,}3 \lg \frac{2a}{d}} \approx \varepsilon \cdot \frac{l}{3{,}6 \ln \frac{4a}{d}}$$

Für einen **Leiter** mit der Länge l in cm **gegen** eine ihm **parallele leitende Ebene (Bild 7)** erhalten wir mit dem Leiterdurchmesser d und dem Abstand h in cm der Leiterachse von der Ebene bei $h \gg d$:

$$\text{Kapazität in pF} \approx \varepsilon \cdot \frac{l}{4{,}15 \lg \frac{4h}{d}} \approx \varepsilon \cdot \frac{l}{1{,}8 \ln \frac{4h}{d}}$$

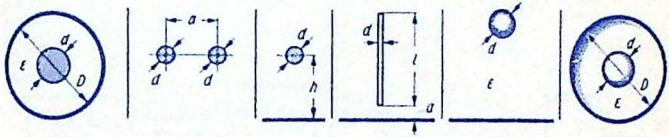


Bild 5 Bild 6 Bild 7 Bild 8 Bild 9 Bild 10

Für einen **Leiter** mit der Länge l in cm **gegen** eine leitende **Ebene,** zu der er **senkrecht** steht und von der sein Fußpunkt den Abstand a in cm hat, wird mit dem Leiterdurchmesser d in cm bei $d^2 \ll l^2$ **(Bild 8)**

$$\text{Kapazität in pF} \approx \varepsilon \cdot \frac{l}{4{,}15 \lg \left| \frac{2l}{d} \sqrt{\frac{4a + l}{4a + 3l}} \right|} \approx \varepsilon \cdot \frac{l}{1{,}8 \ln \left| \frac{2l}{d} \sqrt{\frac{4a + l}{4a + 3l}} \right|}$$

sowie bei $a \ll l$

$$\text{Kapazität in pF} \approx \varepsilon \cdot \frac{l}{4{,}15 \lg \frac{1{,}15\, l}{d}} \approx \varepsilon \cdot \frac{l}{1{,}8 \ln \frac{1{,}15\, l}{a}}$$

Achtung: Diese Formeln gelten nur für $\lambda \gg l$!

Für eine **leitende Kugel (Bild 9)** mit dem Durchmesser d (in cm) gilt bei einem im Vergleich zu d großen Abstand gegen die Erde bzw. gegen große leitende Teile mit einer Oberfläche, die gegen die der Kugel groß ist:

$$\text{Kapazität in pF} \approx 0{,}56 \cdot \varepsilon \cdot d$$

Ist die leitende Kugel von einer leitenden **Hohlkugel** mit dem Innendurchmesser D konzentrisch umschlossen **(Bild 10)**, so gibt das mit ε für den Raum zwischen diesen beiden Kugeln

$$\text{Kapazität in pF} \approx 0{,}56\ \varepsilon \cdot \frac{d}{1 - d/D}$$

Verlustfaktor und Verlustwinkel

An Stelle des Verlustwinkels δ **(Bild 11)** wird meist dessen Tangens angegeben (tan δ). Diesen nennt man Verlustfaktor. Bei den üblicherweise kleinen Werten von δ gilt

$$\delta \text{ im Bogenmaß} \approx \tan \delta$$

Für eine jeweils bestimmte Frequenz (bzw. Kreisfrequenz ω) kann man den verlustbehafteten Kondensator auffassen als verlustfreie Kapazität C mit dem Verlust-Reihenwirkwiderstand r oder mit dem Verlust-Parallelwirkwiderstand R **(Bilder 12 und 13)**. Dafür gilt, wenn tan $\delta \ll 1$:

$$\tan \delta = \omega C r = \frac{1}{\omega C R}$$

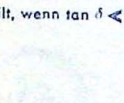


Bild 11

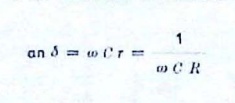


Bild 12

Bild 13

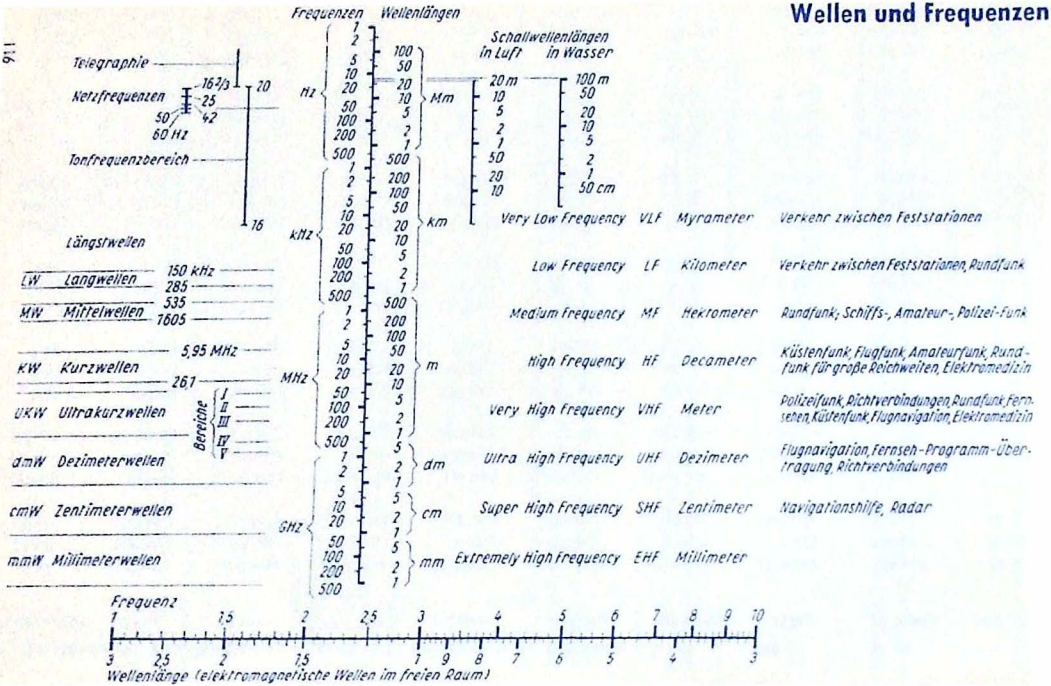
Diese Beziehungen gelten, wie angegeben, nur für eine Frequenz. Will man sie über einen gewissen Frequenzbereich benutzen, so hat man zu beachten, daß für konstante Werte von r und R der Wert von tan δ mit $\omega C r$ der Frequenz proportional ansteigt, während er zu ihr andernfalls im umgekehrten Verhältnis steht.

Kapazitiver Widerstand:

$R_C = \dfrac{1}{\omega C} \approx \dfrac{0{,}159}{f \cdot C}$, worin R_C in Ω, $\omega = 2\pi f$ mit f in Hz und C in F gelten

Widerstände der Kapazitäten zu folgenden Frequenzen bzw. Wellenl.:						3 km	300 m	30 m	3 m
Kapazität	20 Hz	50 Hz	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz	100 MHz
10 pF	800 MΩ	318 MΩ	159 MΩ	15,9 MΩ	1,6 MΩ	159 kΩ	15,9 kΩ	1,6 kΩ	159 Ω
20 pF	400 MΩ	159 MΩ	80 MΩ	8 MΩ	800 kΩ	80 kΩ	8 kΩ	800 Ω	80 Ω
50 pF	159 MΩ	63 MΩ	32 MΩ	3,2 MΩ	318 kΩ	32 kΩ	3,2 kΩ	318 Ω	32 Ω
100 pF	80 MΩ	32 MΩ	15,9 MΩ	1,6 MΩ	159 kΩ	15,9 kΩ	1,6 kΩ	159 Ω	15,9 Ω
200 pF	40 MΩ	15,9 MΩ	8 MΩ	800 kΩ	80 kΩ	8 kΩ	800 Ω	80 Ω	8 Ω
500 pF	15,9 MΩ	6,3 MΩ	3,2 MΩ	320 kΩ	32 kΩ	3,2 kΩ	318 Ω	32 Ω	3,2 Ω
1 nF	8 MΩ	3,2 MΩ	1,6 MΩ	159 kΩ	15,9 kΩ	1,6 kΩ	159 Ω	15,9 Ω	1,6 Ω
2 nF	4 MΩ	1,6 MΩ	800 kΩ	80 kΩ	8 kΩ	800 Ω	80 Ω	8 Ω	800 mΩ
5 nF	1,6 MΩ	635 kΩ	318 kΩ	32 kΩ	3,2 kΩ	318 Ω	32 Ω	3,2 Ω	318 mΩ
10 nF	800 kΩ	318 kΩ	159 kΩ	15,9 kΩ	1,6 kΩ	159 Ω	16 Ω	1,6 Ω	159 mΩ
20 nF	400 kΩ	159 kΩ	80 kΩ	8 kΩ	800 Ω	80 Ω	8 Ω	800 mΩ	80 mΩ
50 nF	159 kΩ	63 kΩ	32 kΩ	3,2 kΩ	318 Ω	32 Ω	3,2 Ω	318 mΩ	32 mΩ
100 nF	80 kΩ	32 kΩ	16 kΩ	1,6 kΩ	159 Ω	16 Ω	1,6 Ω	159 mΩ	15,9 mΩ
200 nF	40 kΩ	15,9 kΩ	8 kΩ	800 Ω	80 Ω	8 Ω	800 mΩ	80 mΩ	8 mΩ
500 nF	15,9 kΩ	6,3 kΩ	3,2 kΩ	318 Ω	32 Ω	3,2 Ω	318 mΩ	32 mΩ	3,2 mΩ
1 µF	8 kΩ	3,2 kΩ	1,6 kΩ	159 Ω	16 Ω	1,6 Ω	159 mΩ	15,9 mΩ	1,6 mΩ
2 µF	4 kΩ	1,6 kΩ	800 Ω	80 Ω	8 Ω	800 mΩ	80 mΩ	8 mΩ	800 µΩ
5 µF	1,6 kΩ	635 Ω	318 Ω	32 Ω	3,2 Ω	318 mΩ	32 mΩ	3,2 mΩ	318 µΩ
10 µF	800 Ω	318 Ω	159 Ω	16 Ω	1,6 Ω	159 mΩ	16 mΩ	1,6 mΩ	159 µΩ
20 µF	400 Ω	159 Ω	80 Ω	8 Ω	800 m Ω	80 mΩ	8 mΩ	800 µΩ	80 µΩ
50 µF	159 Ω	63 Ω	32 Ω	3,2 Ω	318 m Ω	32 mΩ	3,2 mΩ	318 µΩ	32 µΩ

Wellen und Frequenzen



Im Funkdienst benutzte Sendearten

Die vollständige Bezeichnung der Aussendung umfaßt folgende Punkte:

1. **Bandbreite**

Die Breite des von der Aussendung belegten Frequenzbandes.

Die Bandbreite ist das Frequenzband, das 99% der insgesamt ausgestrahlten Leistung umfaßt, aber einschließlich jeder einzeln auftretenden Frequenz, deren Leistung mindestens 0,25% der ausgestrahlten Gesamtleistung beträgt.

2. Modulationsart	Kennzeichen
Amplitudenmodulation	A
Frequenz- (oder Phasen-)Modulation	F
Impulsmodulation	P

3. Übertragungsart	
Fehlen jeglicher Modulation zum Übertragen einer Nachricht	0
Telegraphie ohne Modulation durch eine hörbare Frequenz	1
Telegraphie durch Tasten einer oder mehrerer hörbarer Modulationsfrequenzen oder durch Tasten der modulierten Aussendung (Sonderfall: eine nicht getastete modulierte Aussendung)	2
Fernsprechen	3
Bildfunk	4
Fernsehen	5
Gemischte Übertragungen und Fälle, die oben nicht aufgeführt sind	9

4. Zusätzliche Merkmale	
Zweiseitenband mit vollem Träger	(ohne Kennzeichen)
Einseitenband mit vermindertem Träger	a
Zwei voneinander unabhängige Seitenbänder mit vermindertem Träger	b
Andere Aussendungen mit vermindertem Träger	c
Impulse mit modulierter Amplitude	d
Impulse mit modulierter Breite	e
Impulse mit modulierter Phase (oder Lage)	f

Anmerkung

Als Ausnahme von den oben angeführten Grundregeln bezeichnet man gedämpfte Wellen mit ..... B

Kennzeichnung gebräuchlicher Aussendungsarten

Amplitudenmodulation

A0	Fehlen jeglicher Modulation	
A1	Telegraphie ohne Modulation durch eine hörbare Frequenz (Ein-Aus-Tastung)	
A2	Telegraphie, tönend	
A3	Fernsprechen	Zweiseitenband, voller Träger
A3a	Fernsprechen	Einseitenband, verminderter Träger

A3b	Fernsprechen	zwei voneinander unabhängige Seitenbänder, verminderter Träger
A4	Bildfunk	
A5	Fernsehen	
A9	Gemischte Übertragungen	
A9c	Gemischte Übertragungen	verminderter Träger

Frequenz- oder Phasenmodulation

F0	Fehlen jeglicher Modulation	F3	Fernsprechen
F1	Frequenzumtastung	F4	Bildfunk
F2	Telegraphie, tönend	F5	Fernsehen
		F9	Gemischte Übertragungen

Impulsmodulation

P0	Fehlen jeglicher Modulation		
P1	Telegraphie ohne Modulation		
P2	Telegraphie durch Tasten der Modulationsfrequenz oder durch Tasten modulierter Impulse	P2d	Modulation der Impulsamplitude
		P2e	Modulation der Impulsbreite
		P2f	Modulation der Impulsphase oder Lage
P3	Fernsprechen	P3d	Modulation der Impulsamplitude
	Fernsprechen	P3e	Modulation der Impulsbreite
	Fernsprechen	P3f	Modulation der Impulsphase oder Lage
P9	Gemischte Übertragungen und Fälle, die oben nicht angeführt sind		

Bandbreiteformeln für die Sendearten

In den folgenden Formeln für die Bandbreite bedeuten:

B = Telegraphiergeschwindigkeit in Bauds. 1 Baud = 1 je Sekunde übermitteltes kürzestes Elementarzeichen eines Systems. Folgen z. B. Plus- und Minusimpulse mit je 1/40 s (Telegraphierfrequenz 20), so handelt es sich um 40 Baud. Zum Morsebetrieb mit 80 Buchstaben/min gehören etwa 11 Baud, zum Fernschreibbetrieb mit 600 Zeichen/min ungefähr 50 Baud.

M = Höchste Modulationsfrequenz in Hz

K = Allgemeiner Zahlenfaktor, der von der Aussendung abhängt. Maßgebend für die Größe des Faktors ist die Höhe der zulässigen Verzerrung des Zeichens und beim Fernsehen die Zeit, welche für die Synchronisierzeichen verlorengeht.

t = Impulsdauer in Sekunden

D = Frequenzhub: Unterschied zwischen den Höchst- und Mindestwerten der Augenblicksfrequenz

N/T = Höchstmögliche Anzahl schwarzer und weißer Bildelemente, die je Sekunde durch Bildfunk oder Fernsehen zu übermitteln sind.

Für die Bezeichnung der Aussendung wird die Bandbreite in kHz vor das sonstige Kennzeichen gesetzt.

Beispiel: Sendeart A 2, Bandbreite 1500 Hz. Bezeichnung der Aussendung 1,5 A 2.

I. Amplitudenmodulation

Sendeart A 1
Telegraphie mit ungedämpften Wellen

Bandbreite $\Delta f = B \cdot K$

$K = 5$ für Verbindungen mit Fading
$K = 3$ für Verbindungen ohne Fading

Sendeart A 2
Telegraphie mit Tonfrequenz moduliert

Bandbreite $\Delta f = B \cdot K + 2M$

$K = 5$ für Verbindungen mit Fading
$K = 3$ für Verbindungen ohne Fading

Sendeart A 3
Telephonie, Rundfunk

Bandbreite
$\Delta f = 2 \cdot M$ für Zweiseitenbandübertragung
$\Delta f = M$ für Einseitenbandübertragung

Sendeart A 4
Bildfunk

Bandbreite
$\Delta f = K\,N/T + 2\,M \quad (K = 1{,}5)$

N/T höchste Gesamtzahl der je Sekunde zu übermittelnden schwarzen und weißen Bildelemente ist gleich Bildhöhe (dem Trommelumfang), multipliziert mit Zahl der Bildzeilen je Längeneinheit und mit der Zahl der Bildtrommelumläufe je Sekunde.

Sendeart A 5
Fernsehen

Bandbreite
$\Delta f = K\,N/T$

$K = 1{,}5$ berücksichtigt Synchronisierzeiten und die Filtercharakteristiken

Dieses Band kann mit unsymmetrischem Betrieb verkleinert werden.

N/T ist gleich der Zahl der Bildzeilen, multipliziert mit der Zahl der Bildelemente je Zeile und mit der Zahl der in einer Sekunde übermittelten Bilder.

II. Frequenzmodulation

Sendeart F 1
Telegraphie mit Frequenzumtastung

Bandbreite
$\Delta f = K \cdot B + D$

$K = 5$ für Verbindungswege mit Fading
$K = 3$ für Verbindungen ohne Fading

Sendeart F 3
Telephonie und Rundfunk

Bandbreite
$\Delta f = 2 \cdot M + D \cdot K$

$K = 1$ für Fernsprechen; für hochwertige Übertragungen können höhere Werte von K erforderlich werden

Sendeart F 4
Bildfunk

Bandbreite
$\Delta f = K\,N/T + 2\,M + D$

$K = 1{,}5$

wegen N/T siehe Amplitudenmodulation (A 4)

III. Impulsmodulation

Sendeart P 0
nicht modulierte Impulse

Bandbreite
$\Delta f = 2\,\frac{K}{t}$

$K = 1 \ldots 10$ je nach zulässiger Verzerrung des Rechteckimpulses. Zumeist braucht man K nicht größer als 6 zu wählen.

Sendeart P 2 oder P 3
modulierte Impulse, die Bandbreite hängt von der Modulationsart ab.

Die deutschen Rundfunk- und Fernseh-Frequenzbereiche

Langwellen-Bereich 150...285 kHz 2...1,05 km Kanalbreite je 9 kHz

Mittelwellen-Bereich 535...1605 kHz 560...189 m Kanalbreite je 9 kHz

Kurzwellen-Rundfunkbereich 6...21,45 MHz Kanalbreite je 9 kHz

Band	Frequenzband	Wellenband	Gesamt-Bandbreite
49 m	6,00... 6,20 MHz	50,00...48,39 m	200 kHz
41 m	7,20... 7,30 MHz	41,67...41,10 m	100 kHz
31 m	9,50... 9,70 MHz	31,58...30,93 m	200 kHz
25 m	11,70...11,90 MHz	25,64...25,21 m	200 kHz
19 m	15,10...15,35 MHz	19,87...19,54 m	250 kHz
16 m	17,75...17,85 MHz	16,90...16,81 m	100 kHz
13 m	21,45...21,75 MHz	13,91...13,79 m	300 kHz

(UKW-)Bereich II 87,5...100 MHz (UKW-Rundfunkband) Kanalbreite je 300 kHz

(Fernseh-)Bereich I

Kanal Nr.	MHz	MHz
2	48,25	53,75
3	55,25	60,75
4	62,25	67,75

(Fernseh-)Bereich III

Kanal Nr.	MHz	MHz
5	175,25	180,75
6	182,25	187,75
7	189,25	194,75
8	196,25	201,75
9	203,25	208,75
10	210,25	215,75
11	217,25	222,75

(Fernseh)-Bereich IV/V

Kanal Nr.	MHz	MHz
14	471,25	476,75
15	479,25	484,75
16	487,25	492,75
17	495,25	500,75
18	503,25	508,75
19	511,25	516,75
20	519,25	524,75
21	527,25	532,75
22	535,25	540,75
23	543,25	548,75
24	551,25	556,75
25	559,25	564,75
26	567,25	572,75
27	575,25	580,75
28	583,25	588,75
29	591,25	596,75
30	599,25	604,75
31	607,25	612,75
32	615,25	620,75
33	623,25	628,75
34	631,25	636,75
35	639,25	644,75
36	647,25	652,75
37	655,25	660,75
38	663,25	668,75
39	671,25	676,75
40	679,25	684,75
41	687,25	692,75
42	695,25	700,75
43	703,25	708,75
44	711,25	716,75
45	719,25	724,75
46	727,25	732,75
47	735,25	740,75
48	743,25	748,75
49	751,25	756,75
50	759,25	764,75
51	767,25	772,75
52	775,25	780,75
53	783,25	788,75

Fernsehnormen

Spektrum und Durchlaßkurve zu Europäischer Norm

Bild 1 veranschaulicht das vom Bildsender ausgestrahlte Spektrum, **Bild 2** läßt den grundsätzlichen Verlauf der Empfänger-Durchlaßkurve erkennen. Es zeigt die teilweise Unterdrückung des unteren Restseitenbandes und die Stufe in der Umgebung des Tonträgers bei Anwendung des Differenzträgerverfahrens.

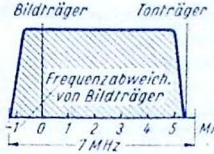


Bild 1

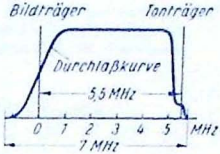


Bild 2

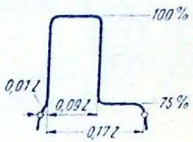


Bild 3

Die Gleichlaufzeichen für Europäische Norm

In **Bild 3** ist der zeitliche Verlauf des Zeilenimpulses dargestellt. Zur Impulskuppe gehört die volle Hf-Spannung — also 100% davon. Dem Austastimpuls, der hier als kurze vordere und lange hintere Schwarzschulter in Erscheinung tritt, sind 75% davon zugeordnet.

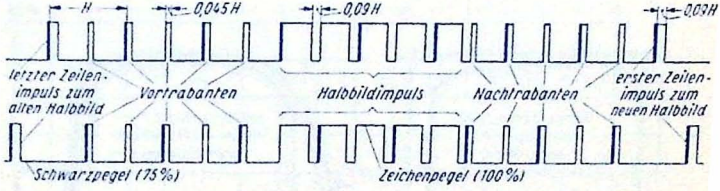


Bild 4

Zum Halbbildzeichen gehört **Bild 4**. Dort handelt es sich oben wie unten um denselben zeitlichen Verlauf des Zeichens. Der Unterschied ist in der Lage zu dem Zeilenzeichen zu sehen. Dem Zeilensprungverfahren gemäß sind beide Halbbildzeichen um die Hälfte einer Zeilenperiode gegeneinander verschoben. Dies wird durch die ungerade Zahl der Zeilenperioden je Bildperiode (625) erreicht. Der jeweiligen Lage zu den Zeilenzeichen

gemäß dienen die dick hervorgehobenen Teilimpuls-Vorderkanten zur Zeilensynchronisation.

Bild 5 vermittelt eine Vorstellung davon, wie Bildinhalt und Gleichlaufzeichen im Oszillogramm erscheinen. Ausschlaggebend für ein solches Oszillogramm ist eine Vielzahl von übereinandergeschriebenen Zeilen- und Bildperioden.

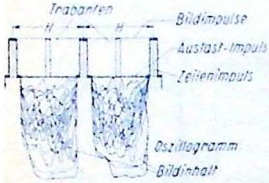


Bild 5

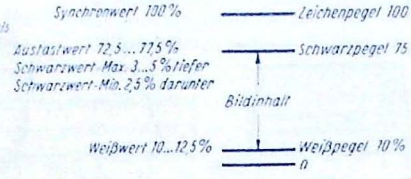


Bild 6

Pegelwerte und Toleranzen zur Europäischen Norm

Bild 6 enthält rechts die Sollwerte der maßgebenden Pegel. Links ist vermerkt, innerhalb welcher Grenzen Schwankungen zulässig sind. **Bild 7** zeigt das Toleranzschema für das vom Bildsender abgegebene Seitenbandspektrum. **Bild 8** enthält schließlich das Toleranzschema für die Durchlaßkurve eines Ballempfängers.

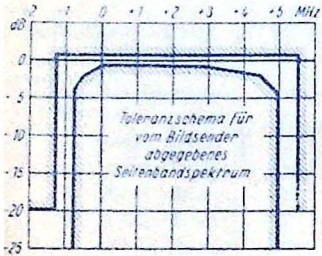


Bild 7

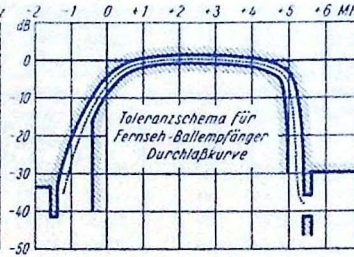


Bild 8

Die Bilder 6, 7 und 8 gründen sich auf die Pflichtenhefte 5/2 bzw. 6/4 der Arbeitsgemeinschaft der Rundfunkanstalten der Bundesrepublik.

Fernseh-Normen		Europa (CCIR)	Belgien I	Belgien II	Frankreich	England	Ostblock	USA
Zeilenperioden je Bild	Zeilenzahl	625	625	819	819	405	625	525
Vertikalfrequenz	Hz	50	50	50	50	50	50	60
Horizontalfrequenz	Hz	15625	15625	20475	20475	10125	15625	15750
Bildseitenverhältnis		4 : 3	4 : 3	4 : 3	4,12 : 3	4 : 3	4 : 3	4 : 3
Bildmodulation		AM negativ	AM positiv	AM positiv	AM positiv	AM positiv	AM negativ	AM negativ
Tonmodulation		FM	AM	AM	AM	AM	FM	FM
Hub	kHz	50	–	–	–	–	50	25
Gesamtkanal	MHz	7	7	7	13,5	5	8	6
Bildmodulationsbreite	MHz	5	5	5	10,6	3	6	4
Bild- / Tonträgerabstand (Bildträgerfrequenz minus Tonträgerfrequenz)	MHz	+5,5	+5,5	−5,5	±11,15	−3,5	+6,5	+4,5
beschnittenes Seitenband		unten	unten	oben	u. od. o.	oben	unten	unten
Schwarzpegel von Träger	%	75	25	25	25	30	75	75
Weißpegel von Träger	%	10	100	100	100	100	10	15
Impulspegel von Träger	%	100	3	3	3	0...2	100	100

Physik der UKW- und Fernseh-Empfangsantennen

Der Aufbau der Antennen

Die üblichen UKW- und Fernseh-Empfangsantennen bauen sich aus Dipolen auf. Jede Antennenebene enthält wenigstens einen Dipol.

Es gibt für Empfangszwecke in der Praxis — abgesehen von den Rund- oder Kreisdipolen — gestreckte Halbwellendipole, Halbwellenfaltdipole sowie gestreckte Ganzwellendipole.

Der gestreckte Halbwellendipol hat einen verhältnismäßig niedrigen Anschlußwiderstand (Fußpunktwiderstand, um 60 Ohm). Da man Dipole selten ohne Zusätze benutzt, und die Zusätze den Anschlußwiderstand vielfach herabsetzen, ist der gestreckte Halbwellendipol wegen des mit ihm meist zu niedrigen Antennen-Anschlußwiderstandes nur selten in Gebrauch. Man verwendet ihn — mit Kompensationsgliedern — für Bereich I sowie ausnahmsweise für Bereich II (UKW-Rundfunk).

Der Halbwellen-Faltdipol hat den vierfachen Anschlußwiderstand des gestreckten Halbwellendipols. Aus diesem Grunde wird er häufig benutzt, wobei man zum Erhöhen des Anschlußwiderstandes bei Verwendung von Zusatzstrahlern den nicht angeschlossenen Teil entweder verdoppelt oder mit größerem Querschnitt ausführt.

Der Anschlußwiderstand des Ganzwellendipols liegt viel höher. Deshalb verwendet man Ganzwellendipole nie ohne Zusatz und meist zumindest in Zwei-Ebenen-Antennen. Der Ganzwellendipol kommt nur für nicht zu lange Wellen (z. B. unter 2 m) in Frage.

Gestreckter Halbwellendipol

Bild 1 zeigt die Strom- und Spannungsverteilung längs eines Stabes, der in Richtung der elektrischen Feldlinien des Empfangsfeldes angeordnet ist und dessen Länge einer halben Welle entspricht. Die Spannung hat an den Stabenden ihre Höchstwerte. Der Strom weist dort den Wert Null auf. Je dicker man den Stab macht, desto rascher steigt der Strom von den Stabenden aus an (**Bild 2**).

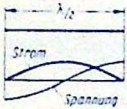


Bild 1

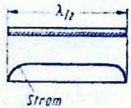


Bild 2

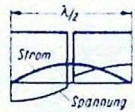


Bild 3

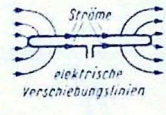


Bild 4

Beim üblichen Dipol ist der Stab in der Mitte unterbrochen, womit sich die Anschlußpunkte für die symmetrische Antennenleitung ergeben. Hierbei treten immer rechts und links von der Unterbrechungsstelle Spannungen auf (**Bild 3**). Diese stellen die Klemmenspannung der Antennenleitung dar. Während Bild 1 allein die längs des Stabes vorhandenen stehenden Wellen betrifft, sind in Bild 3 die stehenden Wellen von den nach dem Anschluß laufenden Wellen überlagert.

Halbwellen-Faltdipol

Ihn können wir uns als zusammengesetzt aus einem durchgehenden Stab (Bild 1) und einem unterbrochenen, an die Antennenleitung angeschlossenen Stab (Bild 3) vorstellen.

Befindet sich der Faltdipol in Richtung der elektrischen Feldlinien eines Empfangsfeldes, so setzt sich die zeitliche Änderung der elektrischen Verschiebung des ursprünglichen Empfangsfeldes in seinen beiden Zweigen als Strom fort (Bild 4).

Das Ausmaß des „Einzugsgebietes" einer solchen Anordnung ist nur wenig von den Leiterquerschnitten, vorwiegend aber von der Spannweite abhängig. Demgemäß unterscheidet sich das Einzugsgebiet des Faltdipols kaum von dem des gestreckten Dipols. Folglich fließt in beiden Teilen des Faltdipols insgesamt ein Strom mit etwa gleichem Wert wie im einfachen Dipol.

Dieser Gesamtstrom teilt sich auf den durchgehenden Stab und auf den unterbrochenen, angeschlossenen Dipol zu ungefähr gleichen Teilen auf. Das bedeutet für den Anschluß des Faltdipols die Hälfte des Stromes, der zu dem einfachen Dipol gehören würde.

Wegen des gleichgroßen Einzugsgebietes entnehmen einfacher Halbwellendipol und Halbwellen-Faltdipol dem Hf-Feld nahezu gleiche Leistungen. Gleiche Leistung bei halbem Strom erfordert doppelte Spannung. Am Anschluß des Faltdipols ergibt sich somit — im Vergleich zum einfachen Dipol — halber Strom bei doppelter Spannung. Folglich ist der Anschlußwiderstand des Faltdipols rund viermal so groß wie der des einfachen Dipols.

Daß an den Anschlüssen des Faltdipols im Vergleich zum einfachen Dipol die doppelte Spannung auftritt, folgt auch aus der Spannungsverteilung längs des ganzen Faltdipolleiters: In der Mitte des durchgehenden Stabes ist — gemäß Bild 1 — gegen die Mitte zwischen beiden Anschlüssen keine Spannung vorhanden. Die Spannung wächst gegen die Enden des Leiters und erreicht dort ihre Höchstwerte. Der Spannungsverlauf setzt sich bis zu den Anschlüssen derart fort, daß jetzt vom Anschluß aus bis zur Mitte des durchgehenden Stabes auf jeder Seite eine Spannungshalbwelle auftritt, während beim einfachen Dipol nur je eine Spannungsviertelwelle zustande kommt. D. h.: Mit jedem der beiden unmittelbar angeschlossenen Dipol-Stäbe (Bild 3) ist hinsichtlich der Spannung die Hälfte des durchgehenden Stabes (Bild 1) in Reihe geschaltet.

Ganzwellendipol

Auch für ihn ist der Strom an den äußeren Enden der Dipolstäbe gleich Null, wobei dort wieder ein Spannungshöchstwert auftritt (Bild 5). Die Länge jedes der beiden Stäbe entspricht aber beim Ganzwellendipol einer Halbwelle.

So ergibt sich zwischen den beiden Anschlußpunkten eine hohe Spannung und ein nur geringer Strom. Dem entspricht ein hoher Anschlußwiderstand (Größenordnung von Kiloohm)

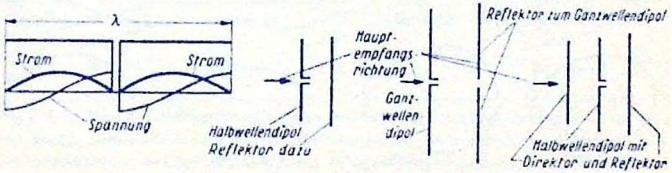


Bild 5 Bild 6 Bild 7 Bild 8

Reflektor

Der Reflektor ist ein nicht angeschlossener, für den Halbwellendipol durchgehender, für den Ganzwellendipol in der Mitte unterbrochener, hinter dem Dipol angeordneter, leitender Stab.

Ein nicht angeschlossener Stab strahlt die aus dem Empfangsfeld aufgenommene Leistung fast vollständig in den Raum zurück. Eine angeschlossene Antenne gibt — bei richtig angepaßter Belastung (Außenwiderstand und Innenwiderstand zueinander konjugiert komplex bzw. bei reinen Wirkwiderständen einander gleich) — auf solche Weise nur die Hälfte der aufgenommenen Leistung wieder ab.

Während die Fronten der ankommenden Wellen praktisch eben sind, bilden sich die abgestrahlten Wellen so aus, daß die Stabmittellinie die Achse der Wellenfronten darstellt.

Entspräche die Stablänge genau einer halben Wellenlänge, so wäre der Stabwiderstand — abgesehen von den Verlusten — lediglich durch die Abstrahlung bestimmt und stellte damit einen Wirkwiderstand dar.

Längerer Stab bedeutet zusätzliche Induktivität und damit Nacheilen des Stromes. Mit dem Bemessen der Stablänge läßt sich also die Phasenlage des ausgestrahlten Feldes beeinflussen.

Der als Reflektor dienende Stab wird ungefähr 5 bis 7 % länger gemacht als es dem Resonanzfall entspricht. Damit und mit passendem Abstand (z. B. 0,2 λ) zwischen Reflektorstab und Antenne (**Bild 6**) erzielt man für Empfang von vorn ein gleichphasiges Zusammenwirken des Reflektors mit dem Dipol und für Empfang von hinten ein Gegeneinanderwirken.

Die Kopplung zwischen Dipol und Reflektor setzt normalerweise den Anschlußwiderstand der Antenne herab.

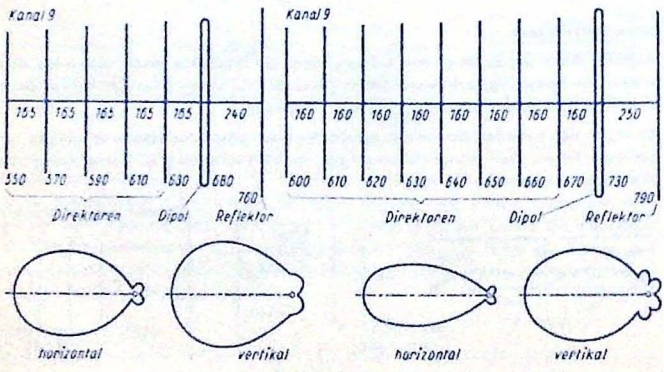


Bild 9 Bild 10

Für den Ganzwellendipol muß der Reflektor ebenso unterteilt werden wie der Dipol selbst (**Bild 7**), damit sich im Reflektor dem Dipol entsprechende Spannungs- und Stromverteilungen ergeben.

Direktor

Direktoren verwendet man für Fernseh- und UKW-Empfangsantennen in der Praxis nur zu Halbwellendipolen.

Der Halbwellendirektor ist ein dem Dipol vorgelagerter, durchgehender Stab mit einer Länge, die um etwa 5 bis 7% unter der des Dipols liegt (**Bild 8**). Die geringere Länge bewirkt zusätzliche Kapazität. Durch diese und den passenden Abstand (z. B. 0,15 λ) des Direktors vom Dipol erreicht man für Empfang von vorn gleichphasiges und für Empfang von hinten gegenphasiges Zusammenwirken zwischen Direktor und Dipol.

Vielfach verwendet man mehr als zwei Direktoren, womit man die Richtwirkung nicht nur in der Waagerechten, sondern auch in der Senkrechten und mit beiden den Gewinn weiter erhöht (die **Bilder 9** und **10** zeigen hierzu zwei Beispiele für 202...209 MHz, Maße in mm).

Mehrebenenantennen

Indem man zwei oder vier Antennen übereinander anordnet, erhöht man den Antennengewinn (im homogenen Feld um etwa 3 dB je Verdoppelung der Ebenenzahl) und Hand in Hand damit durch die hier hinzukommende Richtwirkung der Zweier- bzw. Vierergruppe die Gesamtrichtwirkung der Antenne in der Vertikalen.

Den **Ebenenabstand** wählt man in der Regel mit etwa der Hälfte bis Dreiviertel der Wellenlänge. Man unterscheidet Schmal- und Breitband-Zusammenschaltung.

Für **Breitbandzusammenschaltung** sind die Leitungswege vom gemeinsamen Anschluß bis zu jeder einzelnen Ebene gleich lang und gleichwertig (**Bild 11**).

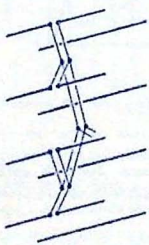


Bild 11

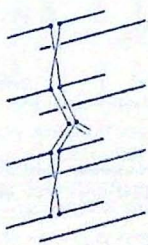


Bild 12

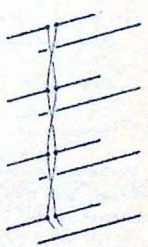


Bild 13

Für **Schmalband-Zusammenschaltung** geschieht der Anschluß einer Ebene unmittelbar an die weiterführende Leitung, während er für die zweite Ebene z. B. über eine Halbwellenleitung erfolgt. Da die Phase in einer Halbwellenleitung um 180° gedreht wird, müssen deren beide Leiter gekreuzt werden (**Bilder 12** und **13**).

Anschluß- und Strahlungswiderstand

In Anlehnung an die für senkrechte Polarisation senkrecht stehenden Antennen nennt man den Anschlußwiderstand auch Fußpunktwiderstand. Darunter ist der im allgemeinen komplexe Antennen-Innenwiderstand zu verstehen.

Man sorgt — gegebenenfalls durch Kompensations- bzw. Transformationsleitungen und Schaltungen — dafür, daß der Anschlußwiderstand der Antenne innerhalb des Arbeitsfrequenzbereiches eine möglichst geringe Blindkomponente aufweist und daß sein Wert dem jeweiligen Sollwert hinreichend nahe bleibt. Der Sollwert beträgt für symmetrischen Anschluß in Deutschland 240 Ohm, im Ausland vielfach 300 Ohm.

Der Strahlungswiderstand der Antenne ist der der abgestrahlten Leistung zugeordnete Widerstand. Der Strahlungswiderstand wird also durch einen Wirkwiderstand dargestellt. Er umfaßt den Hauptteil des Antennenwirkwiderstandes. Der kleine Rest dieses Widerstandes gehört zu den Verlusten, die in der Antenne auftreten.

Strahlungswiderstand und Stabdurchmesser

Der Strahlungswiderstand sinkt mit wachsendem Stabdurchmesser. Seine Abhängigkeit vom Stabdurchmesser ist für Halbwellendipole verhältnismäßig gering (**Bild 14**), für Ganzwellendipole größer (**Bild 15**).

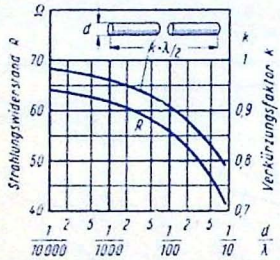


Bild 14

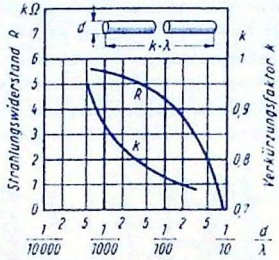


Bild 15

Der Strahlungswiderstand des Halbwellen-Faltdipoles läßt sich dadurch zusätzlich beeinflussen, daß man für durchgehenden Stab und unterteilten Stab verschiedene Durchmesser wählt:

Macht man den durchgehenden Stab dicker als den anderen Stab, so fließt über den durchgehenden Stab ein größerer Bruchteil des Gesamtstromes und über den Dipol der kleinere Rest. Die Folge ist ein erhöhter Anschlußwiderstand.

Statt den durchgehenden Stab dicker zu wählen, kann man an Stelle eines einzigen durchgehenden Stabes z. B. zwei solche Stäbe anordnen. Auch damit ergibt sich ein erhöhter Anschlußwiderstand.

Eingangsüberhöhung (Antennenüberhöhung)

Erklärung

Die Eingangsüberhöhung U_A (Antennenüberhöhung) ist das Verhältnis der Spannung U_g am Gitter der Eingangsröhre zur **Leerlaufspannung** (Urspannung) U_{0A} der Antenne.

Die Eingangsüberhöhung folgt aus dem Antennen-Innenwiderstand R_A und aus dem gesamten Belastungswiderstand R_g, der unter Annahme leistungsloser Steuerung der Eingangsröhre selbst an der zu ihr gehörenden Steuerspannung liegen möge.

Für günstigste Anpassung ist der im Antennenkreis liegende Widerstand insgesamt doppelt so groß wie der Antennen-Innenwiderstand. Dazu gehört die Gesamtleistung $\frac{U_{0A}^2}{2\,R_A}$.

Von dieser Leistung entfällt bei günstigster Anpassung die Hälfte auf die Belastung. Das bedeutet unabhängig davon, welche Übersetzung zwischen U_{0A} und R_A einerseits und U_g und R_g anderseits eingefügt ist:

$$\frac{U_{0A}^2}{2 \cdot 2\,R_A} = \frac{U_g^2}{R_g}$$

Hieraus folgt für günstigste Anpassung:

$$U_A = \frac{U_g}{U_{0A}} = \sqrt{\frac{U_g^2}{U_{0A}}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_g}{R_A}}$$

Der gesamte Belastungswiderstand ist der Widerstand der Parallelschaltung aus dem elektronischen Eingangswiderstand r_e der Röhre für die fragliche Frequenz und aus dem Resonanzwiderstand R_0 des Eingangskreises:

$$R_g = \frac{R_0 \cdot r_e}{R_0 + r_e}$$

Elektrische Antenne für Mittel- und Langwellenbereich

Hierfür verwendet man „elektrische Antennen" und „magnetische Antennen" (Ferrit-Antennen). Die zugehörige Eingangsüberhöhung fällt verschieden aus.

Für elektrische Mittel- und Langwellenantennen von Rundfunkempfängern wird die günstigste Anpassung meist nicht ausgenutzt. Das hat folgende Gründe:

Die benutzten elektrischen Antennen weichen in ihren maßgeblichen Werten stark voneinander ab. Deshalb verzichtet man auf eine besondere Antennenabstimmung.

Für die gebräuchlichen, kurzen Drahtantennen ist die Länge klein gegen ein Viertel einer Wellenlänge. Das bedeutet kapazitiven Innenwiderstand. Bei fester Kopplung an den abgestimmten Eingangskreis würde somit — abhängig von der jeweiligen Antennenkapazität — der Eingangskreis mehr oder weniger verstimmt und damit der Gleichlauf mit dem Oszillatorkreis gestört.

Also macht man in Rundfunkgeräten die Ankopplung für elektrische Mittel- und Langwellenantennen meist wesentlich schwächer als das der günstigsten Eingangsüberhöhung entsprechen würde.

Für die Eingangsüberhöhung üblicherweise geltende Werte finden sich unter der Bezeichnung „Antennenüberhöhung" in dem Beitrag auf Seite 158.

Ausführungsbeispiel

Die **Antennenankopplung** geschieht über eine Serienkapazität von etwa 200 pF. Von hier aus geht es auf die Parallelschaltung aus einer zweiten Kapazität von etwa 50 pF und der Antennen-Ankopplungsspule, deren Induktivität mit rund 1,4 mH bemessen wird (hochinduktive Ankopplung). Diese Spule koppelt auf die Spule des ersten Abstimmkreises (Induktivität rund 0,2 mH). Ein Kopplungskondensator von 2...5 pF gibt ein Anheben für die hohen Frequenzen des Mittelwellenbereiches. **Bild 1** zeigt die Schaltung.

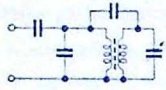


Bild 1

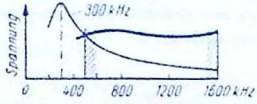


Bild 2

Bild 3

Man legt mit der genannten Induktivität von 1,4 mH bei einer Gesamtkapazität (der Parallelschaltung aus den 50 pF mit der Reihenschaltung aus den 200 pF und der durchschnittlich zu erwartenden Antennenkapazität) von rund 200 pF die Abstimmung des Antennenkreises auf eine Frequenz einigermaßen dicht unterhalb des Mittelwellenbereiches, also auf rund 300 kHz. Damit erreicht man, daß der Abfall in der Resonanzkurve des Antennenkreises und der Anstieg des induktiven Widerstandes der Antennenspule einander entgegenwirken und so eine ziemlich gleichbleibende Empfindlichkeit ergeben (**Bild 2**). Oft zieht man zwecks besserer Selektion gegen Langwellensender 500 kHz vor, wozu rund 1 mH gehört.

Der Kopplungsfaktor zwischen Antennenspule und Spule des Eingangskreises liegt zwischen 0,2 und 0,3. Damit erzielt man Eingangsüberhöhungen von 3...7. Man muß die beiden Spulen (**Bild 3**) übrigens so anordnen, daß die Magnetfelder einander entgegengesetzt gerichtet sind.

Ferrit-Antenne

Bei Ferrit-Antennen hat man einheitliche Verhältnisse. Deshalb wird die Ferrit-Antennenspule vielfach als Induktivität des Eingangskreises benutzt. Damit entfällt eine besondere Antennenankopplung. So erhält man für Empfang mit der Ferrit-Antenne eine weit höhere Eingangsüberhöhung als für Empfang mit einer an das Gerät angesteckten elektrischen Antenne. Die Antennenüberhöhung wird hier gleich der Resonanzüberhöhung. Das gilt nicht nur für den Fall, daß man die Ferrit-Antennenspule als Kreisspule verwendet, sondern auch bei Ankopplung der Ferrit-Antenne an den Kreis. Die aus dem Empfangsfeld stammende (eingekoppelte) Urspannung ist jedoch für die Ferrit Antenne sehr gering, so daß die Spannung am Gitter der Eingangsröhre bei Verwenden einer Ferrit-Antenne etwa ebenso hoch ausfällt wie dann, wenn der UKW-Gehäusedipol als Mittelwellenantenne benutzt wird.

Kurzwellenbereich

Bild 4 gibt ein Beispiel für eine Kurzwellen-Eingangsschaltung. Sie ist in dem rechten Teil dieses Bildes dargestellt. Der linke Teil des Bildes veranschaulicht den Meßsender und die zum Messen der Eingangsüberhöhung benutzte künstliche Antenne. Die mit der gezeigten Schaltung zu erzielende Eingangsüberhöhung ist in dem Bild eingetragen.

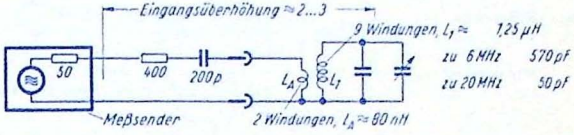


Bild 4

UKW-Bereich

Günstigste Anpassung hinsichtlich der Eingangsüberhöhung und damit für die Spannung am Gitter der ersten Röhre kann hier erreicht werden: Der Dipol hat einen Fußpunktwiderstand, mit dem man rechnen darf, weil er von seinem Sollwert im Einzelfall nicht übermäßig abweicht. Hierzu ein Zahlenbeispiel:
Der Fußpunktwiderstand der Antenne und damit der daran angepaßte Wellenwiderstand der Antennenleitung habe einen Wert von 240 Ω. Der Eingangswiderstand der Röhre sei mit 6 kΩ gegeben. Die Eingangskreis-Kapazität betrage 20 pF. Die Kreisdämpfung liege (für ungeheizte Röhre) bei 1 %. Hierzu gehört ein Resonanzwiderstand des Eingangskreises von 8 kΩ. Wir erhalten als gesamten Belastungswiderstand

$$\frac{8 \cdot 6}{8 + 6}\ \text{k}\Omega \approx 3{,}4\ \text{k}\Omega$$

Hiermit ergibt sich die Eingangsüberhöhung für die in bezug auf sie günstigste Kopplung zu

$$\ddot{U}_A = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{3400}{240}} \approx 1{,}88.$$

Mit Rücksicht auf geringstes Rauschen ist in der Regel eine etwas festere Kopplung vorzuziehen.

Messung

Zum Messen der Eingangsüberhöhung verwendet man als Generator statt der Antenne einen Meßsender. Dabei tritt an Stelle des Antennenwiderstandes R_A der Innenwiderstand R_i des Meßsender-Ausganges. Hierfür ist zu beachten: Der Meßsender wird meist für die Klemmenspannung bei Abschluß mit dem richtigen Anpassungswiderstand geeicht. Die zugehörige Leerlaufspannung ist in diesem Fall doppelt so groß wie die Klemmenspannung. Hieraus folgt, daß man die Eingangsüberhöhung beim Benutzen der Klemmenspannung des Meßsenders folgendermaßen rechnen muß:

$$\ddot{U}_A = \frac{\text{Gitterspannung}}{2 \cdot \text{Klemmenspannung}} = \frac{\text{Gitterspannung}}{\text{Leerlaufspannung}}$$

Elektron im elektrischen und magnetischen Feld

Eigenschaften des Elektrons

Ladung: Negative Elementarladung $q = -1{,}6 \cdot 10^{-19}$ As

Masse: Ruhemasse $m = 0{,}91 \cdot 10^{-27}$ g $= 0{,}91 \cdot 10^{-34} \frac{\text{Ws}^3}{\text{cm}^2}$

Impulsmasse $m_p = \frac{m}{\sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}}$ worin

v = Elektronengeschwindigkeit in cm/s und c = Lichtgeschwindigkeit $= 3 \cdot 10^{10}$ cm/s.

Elektron im stationären und quasistationären elektrischen Feld

Ein elektrisches Feld ist stationär, wenn es sich zeitlich nicht ändert, wenn also alle dort auftretenden elektrischen Spannungen Gleichspannungen sind. Ein elektrisches Wechselfeld (Frequenz f) läßt sich wie ein stationäres elektrisches Feld behandeln, wenn seine größte räumliche Abmessung d klein gegen die Wellenlänge λ ist, d. h. wenn

$$d \ll \lambda = \frac{c}{f}$$

Wechselfelder, für die das zutrifft, heißen „quasistationär".

Die in einem Raumpunkt vorhandene elektrische Feldstärke E hat in jedem Punkt eine Richtung, also den Charakter eines räumlichen Vektors, und ist gleich dem dort herrschenden Spannungsgefälle, das in V/cm angegeben wird. Auf ein Elektron wirkt im elektrischen Feld eine Kraft F in Richtung zur positiven Spannung, also wegen des negativen Wertes seiner Ladung q, entgegengesetzt dem Spannungsgefälle E. Wie auch sonst ist die Kraft F im übrigen gleich der Änderungsgeschwindigkeit des Elektronenimpulses mv:

$$F = q\,E = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\,mv \qquad (1)$$

Man beachte den negativen Zahlenwert von q!

Falls das elektrische Feld während der betrachteten Elektronenlaufzeit τ als zeitlich konstant angesehen werden kann:

$$\tau \ll \frac{1}{f}$$

läßt sich die Geschwindigkeit eines Elektrons aus seiner Anfangsgeschwindigkeit an jeder Stelle seiner Bahn auf Grund der Tatsache ableiten, daß sein Gesamt-Arbeitsinhalt in

dem Feld konstant bleibt. Dieser setzt sich zusammen aus der kinetischen Energie $\frac{m}{2} v_2^2$ und der potentiellen Energie qU_2. Darin ist U_2 die Spannung des Bahnpunktes, an dem sich das Elektron befindet, gegen einen Festpunkt (z. B. gegen die Kathode). Es gilt somit für die Bahnpunkte 1 und 2 desselben Elektrons:

$$\frac{1}{2} m v_2^2 + qU_2 = \frac{1}{2} m v_1^2 + qU_1 \tag{2}$$

Hieraus ergibt sich z. B. v_2 zu

$$v_2 = \sqrt{v_1^2 + \frac{2q}{m}(U_1 - U_2)} \tag{3}$$

Die Spannungsdifferenz $(U_1 - U_2)$ stellt die zwischen den Bahnpunkten 1 und 2 vom Elektron durchlaufene Spannung dar. Sie soll im folgenden mit U bezeichnet werden. Setzt man die Anfangsgeschwindigkeit $v_1 = 0$ und die nach Durchlaufen von U_v erreichte Geschwindigkeit $v_2 = v$, so wird aus (3) mit U_v in Volt und v in cm/s:

$$v = \sqrt{\frac{2|q|}{m} U_v} \quad \text{bzw.} \quad U_v = \frac{m}{2|q|} \cdot v^2 \tag{4}$$

also $$v = 59{,}4 \cdot 10^6 \sqrt{U_v \ \frac{\text{cm}}{\text{s}}} = 594 \sqrt{U_v \ \frac{\text{km}}{\text{s}}}$$

Gleichung (4) besagt, daß man jeder Elektronengeschwindigkeit v eine Spannung U_v eindeutig zuordnen kann. Diese **Geschwindigkeitsspannung** U_v ist die Spannung, die das zuvor ruhende Elektron durchlaufen mußte, um die Geschwindigkeit v zu erreichen.

Der Energiesatz (2) gilt nur bis zu einer Geschwindigkeitsspannung von 10^4 V. Für höhere Geschwindigkeitsspannungen muß man mit dem relativistischen Energiesatz rechnen, der sich auf die oben eingeführte Impulsmasse m_p stützt:

$$m_{p2} c^2 + q U_2 = m_{p1} c^2 + q U_1 \tag{2a}$$

Hieraus gewinnt man mit

$U_{v2} = \frac{m}{2|q|} v_2^2$ Geschwindigkeitsspannung gemäß (4)

$U_{v1} = \frac{m}{2|q|} v_1^2$ Geschwindigkeitsspannung gemäß (4)

$U = U_2 - U_1$ Beschleunigungsspannung

$U_c = \frac{m}{2|q|} c^2 = 2{,}55 \cdot 10^5$ V Geschwindigkeitsspannung für Lichtgeschwindigkeit

$$U_{v2} = U_c \frac{U \sqrt{U_c^3} \sqrt{U_c - U_{v1} + U_{v1} U_c^2 + \frac{U^2 (U_c - U_{v1})}{4}}}{U_c^3 + U \sqrt{U_c^3} \sqrt{U_c - U_{v1}} + \frac{U^2 (U_c - U_{v1})}{4}} \tag{5}$$

Das bedeutet im besonderen zu:

$U_{v1} \ll U_c,\ U \ll U_c \qquad U_{v2} = U_{v1} + U$ (5a)

$U_{v1} \ll U_c,\ U \gg U_c \qquad U_{v2} = U_c \left(1 - 4 \frac{U_c^2}{U^2}\right)$ (5b)

$U_{v1} \approx U_c,\ U \ll U_c \qquad U_{v2} = U_{v1} + U \sqrt{\left(1 - \frac{U_{v1}}{U_c}\right)^3}$ (5c)

Punktweise Konstruktion der Elektronenbahn im stationären elektrischen Feld

Hierzu zerlegt man die Elektronengeschwindigkeit v_0 in eine zum Spannungsgefälle parallele Komponente $v_{0\parallel}$ und eine zu ihr senkrechte Komponente $v_{0\perp}$:

$$v_0 = v_{0\parallel} + v_{0\perp}.$$

Durch das elektrische Spannungsgefälle E wird lediglich die Komponente $v_{\parallel}$ beeinflußt.

Nach (1) gilt für U_v bis 10^4 V:

$$\frac{dv_{\parallel}}{dt} = \frac{q}{m} E$$

und für ein während der Laufzeit t räumlich und zeitlich konstantes Spannungsgefälle E:

$$v_{\parallel} = v_{0\parallel} + \frac{q}{m} E t$$

Daraus folgt für die Bahn des Elektrons (Weg y = Bahnkomponente in Richtung der Feldstärke E, Weg x = Bahnkomponente senkrecht zu E):

$$x = v_{0\perp} t$$

$$y = v_{0\parallel} t + \frac{q}{2m} E t^2 \qquad \text{oder}$$

$$y = \frac{v_{0\parallel}}{v_{0\perp}} x + \frac{q}{2m} \frac{E}{v_{0\perp}^2} x^2 \tag{6}$$

Die Bahn ist also bei konstantem Spannungsgefälle E für die Ruhemasse m stets eine Parabelbahn. Die jeweilige Bahngeschwindigkeit v entnimmt man aus Gl. (3). Aus (6) folgt der Krümmungsradius r der Bahn:

$$r = 2\,\frac{U_v}{E_\perp} \quad (r \text{ in cm}, U_v \text{ in V}, E_\perp \text{ in V/cm}) \tag{7}$$

Hierin ist U_v die Geschwindigkeitsspannung nach (4) und $E_\perp$ die zu v senkrechte Komponente von E. Auch aus dieser Beziehung läßt sich die Bahnkurve konstruieren.

Für $U_v > 10^4$ V gilt (7) ebenfalls, wenn man zum Berechnen von U_v aus v die Gleichung (4) benutzt, aber an Stelle von m die Impulsmasse m_p (siehe oben) einsetzt. Die Geschwindigkeit v selbst folgt in diesem Fall aus (5b) bzw. (5c). Die Bahnkurve ist hierzu keine Parabel. Gleichung (6) hat für diesen Fall keine Gültigkeit.

Spezialfälle der Elektronenbewegung im stationären elektrischen Feld

Im feldfreien Raum ist die Bahn eine Gerade und die Geschwindigkeit nach Betrag und Richtung gleich der Anfangsgeschwindigkeit.

Ein homogenes Feld in Richtung der Elektronenbahn ändert den Betrag der Geschwindigkeit und kehrt gegebenenfalls deren Vorzeichen um.

Ein homogenes Querfeld ergibt für $U < 10^4$ V eine Parabelbahn.

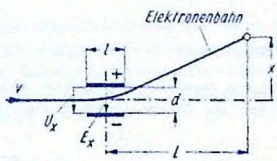


Bild 1

Ein begrenztes homogenes Querfeld gemäß **Bild 1**, hervorgerufen durch die Spannung U_x, ergibt für ein Elektron, das die Spannung U_v durchlaufen hat und die hierzu gehörende Geschwindigkeit v aufweist, im Abstand L von der Plattenmitte die Ablenkung x

$$x = \frac{1}{2} \cdot l \cdot \frac{U_x}{d \cdot U_v}\, L = \frac{l \cdot L}{2} \cdot \frac{E_x}{U_v}$$

(Längen in cm, Spannungsgefälle in V/cm, Spannung in V).

In einem kugelsymmetrischen Radialfeld entspricht die Bahn einem Kegelschnitt. Sie ergibt sich also als Kreis, Ellipse, Parabel oder Hyperbel mit dem Zentralpunkt als Brennpunkt (Analogie zur Planetenbewegung).

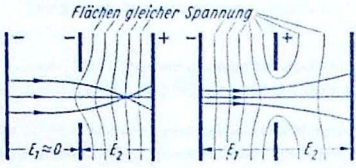


Bild 2 Bild 3

In **Linsenfeldern (Bilder 2 und 3)** entspricht die Elektronenbahn dem Strahlverlauf in einer optischen Linse. Die Äquipotentialflächen (Flächen gleicher Spannung) wirken ähnlich wie brechende Oberflächen. Mit kurzen elektrischen Linsen erhält man für U_v = Elektronen-Geschwindigkeitsspannung in Linsenmitte die Brennweiten

$$f_1 = f_2 = \frac{4\,U_v}{E_2 - E_1}$$

Zu $E_1 < E_2$ ergibt sich eine Sammellinse (Bild 2). Zu $E_1 > E_2$ erhält man eine Zerstreuungslinse (Bild 3). Hierzu beachte man: E wird positiv gezählt, wenn E gemäß (2) beschleunigend auf die Elektronen wirkt. D. h.: E_2 ist in Bild 2 positiv, in Bild 3 negativ.

Elektron im stationären Magnetfeld

Ein magnetisches Feld rührt von einem Dauermagneten oder von einem elektrischen Strom her. Stationär ist sowohl das Dauermagnetfeld wie auch das Magnetfeld eines

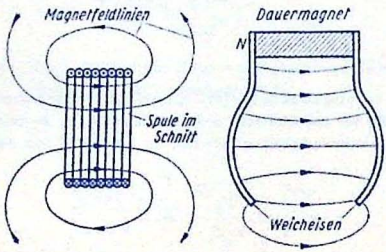


Bild 4 Bild 5

Gleichstromes. **Bild 4** zeigt das Feld einer Spule, **Bild 5** das eines Dauermagneten (Beispiel: Ionenfallenmagnet bei Fernseh-Bildröhren). Das magnetische Spannungsgefälle (die magnetische Feldstärke) H hat in jedem Punkt eine Richtung (für einen Punkt der Spulenachse positiv in der Richtung, in der gesehen der Strom im Uhrzeigersinn das Feld umfließt). H hat somit den Charakter eines räumlichen Vektors und ist gleich dem z. B. in A/cm gemessenen magnetischen Spannungsgefälle. Zu H gehört an jedem Punkt eine Magnetfelddichte B (gemessen z. B. in Gauß oder in Vs/cm^2 [1 Vs/cm^2 = 10^8 Gauß]). Die Größen B und H sind für das Vakuum miteinander durch dessen absolute Permeabilität μ_0 verknüpft $\left(\mu_0 = 0{,}4\,\pi \frac{\text{Gauß}}{\text{A/cm}} = 4\,\pi \cdot 10^{-9} \frac{\text{Vs}}{\text{Acm}} = 4\,\pi \frac{\text{nH}}{\text{cm}}\right)$

Für das Vakuum gilt: $B = \mu_0 H$.

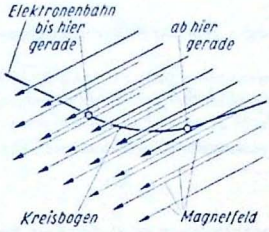


Bild 6

Die Richtung der von einem Magnetfeld auf ein Elektron ausgeübten Kraft steht senkrecht sowohl zur Elektronengeschwindigkeit wie auch zur Feldrichtung und damit zur Richtung der Felddichte (**Bild 6**, in dem das Elektron von links hinten kommt). Im stationären Fall bewirkt das Magnetfeld ausschließlich eine Richtungsänderung, wobei der Betrag der Geschwindigkeit unbeeinflußt bleibt.

Für die Kraft F gilt hierbei:

$$F = e\,|v \times \mu_0 H| = q\,|v \times B|$$

Punktweise Konstruktion der Elektronenbahn

Hierzu zerlegt man die Elektronengeschwindigkeit v mit Bezug auf die Feldrichtung B in die Komponenten $v_{||}$ und $v_{\perp}$. Damit erhält man den Rollkreishalbmesser r_r (in cm) der Bahn so:

$$r_r = \frac{m\,v_{\perp}}{q\,\mu_0 H} = \frac{m\,v_{\perp}}{q\,B} = 2{,}68\,\frac{\sqrt{U_{v\perp}}}{H} = 3{,}37\,\frac{\sqrt{U_{v\perp}}}{B} \qquad (8)$$

Darin sind für H die Einheit A/cm, für B die Einheit Gauß und für U_v die Einheit Volt vorausgesetzt.

Die Bahn des Elektrons ist stets eine Wendel. Sie kann man sich so entstanden denken: Das Elektron sitzt auf dem Umfang einer Kreisscheibe mit dem Halbmesser r_r. Die Scheibenachse liegt in Richtung der Felddichte B. Die Scheibe dreht sich mit der Winkelgeschwindigkeit $\omega_r = \frac{v_\perp}{r_r}$ im Uhrzeigersinn, während sie sich in Achsrichtung mit konstanter Geschwindigkeit weiterschiebt. Die Scheibenfläche steht senkrecht zum Magnetfeld. $v_\parallel$ stimmt mit der Vorschubgeschwindigkeit überein. Man nennt die Begrenzungslinie der Kreisscheibe „Rollkreis", ihre Umfangsgeschwindigkeit ($v_\perp$ des Elektrons) „Rollkreisgeschwindigkeit", den Weg, auf dem sich der Scheibenmittelpunkt weiterschiebt, „Leitbahn" und die Geschwindigkeit des Weiterschiebens „Leitbahngeschwindigkeit".

Es sei darauf hingewiesen, daß r_r nicht der Krümmungshalbmesser r der Bahn ist. $r > r_r$:

$$r = \frac{m\,v}{q\,\mu_0\,H_\perp} = 2{,}68\,\frac{\sqrt{U_v}}{H_\perp} = 3{,}37\,\frac{\sqrt{U_v}}{B_\perp}$$

worin $H_\perp$ und $B_\perp$ die zu v senkrechten Komponenten von H und B darstellen.

Spezialfälle der Elektronenbewegung im stationären Magnetfeld

Ein Magnetfeld in Richtung der Elektronengeschwindigkeit ($v_\perp = 0$) hat keinen Einfluß auf Bahn und Geschwindigkeit.

Ein Magnetfeld senkrecht zur Elektronengeschwindigkeit ($v_\parallel = 0$) ergibt eine Kreisbahn in der senkrecht zum Magnetfeld liegenden Ebene, die im übrigen durch $v_\perp$ festgelegt ist. Der Elektronen-Umlaufsinn stimmt mit dem des Spulenstromes (rechnerische Stromrichtung) überein.

Es gilt:

Winkelgeschwindigkeit $\omega_r = \frac{q\,B}{m} = \frac{v_\perp}{r_r}$

Umlaufzeit $T_r = \frac{2\pi}{\omega_r} = \frac{284}{H} \cdot 10^{-9} = \frac{357}{B} \cdot 10^{-9}$ (9)

Umlauffrequenz $f_r = \frac{1}{2\pi}\,\frac{|q|}{m}\,B = 3{,}52\,H \cdot 10^6 = 2{,}8\,B \cdot 10^6.$

Die Umlauffrequenz f_r im stationären Magnetfeld, also nach (9), heißt auch Zyklotronfrequenz (Formelzeichen dann f_z).

Ein begrenztes Querfeld $v_\perp = 0$, (Bild 7), wie es z. B. zur Strahlablenkung in Bildröhren benutzt wird, ergibt die Ablenkung x für die Geschwindigkeitsspannung U_v gemäß folgender Formel:

$$x \approx 0{,}3 \frac{l \cdot L}{\sqrt{U_v}} B \qquad \text{Längen in cm, } U_v \text{ in V, } B \text{ in Gauß}$$

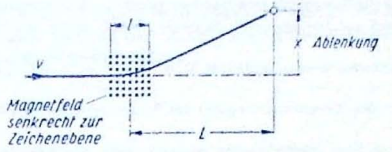


Bild 7

Ein zur Elektronengeschwindigkeit schräges Magnetfeld ergibt als Elektronenbahn eine Wendel. Deren Achse fällt in die Richtung des Magnetfeldes. Der Halbmesser folgt aus (9). Die Steigung s der Wendel ist (in cm) als Produkt aus Geschwindigkeitskomponente $v_{||}$ (in cm/s) und Umlaufzeit T_τ (in s) gegeben:

$$s = v_{||} \frac{357}{B} 10^{-9} \tag{10}$$

Magnetische Längsfelder dienen zum Fokussieren eines Elektronenstrahles bei $v_\perp \ll v_{||}$.

Fokussieren bedeutet hier das Zusammenhalten eines Elektronenstrahles trotz vorhandener kleiner Geschwindigkeitskomponenten $v_\perp$ der Elektronen und trotz der Abstoßungskräfte zwischen ihnen. Die Elektronen bewegen sich, durch das Längsfeld dazu veranlaßt, auf kleinen Rollhalbmessern, die um so kürzer ausfallen, je kleiner die Querkomponenten der Geschwindigkeit sind und je höhere Dichte das Magnetfeld aufweist. Auf solche Weise wird es den Elektronen unmöglich gemacht, sich von der Achse des Magnetfeldes weiter zu entfernen. Der Strahl bleibt somit gebündelt (fokussiert).

Magnetische Längsfelder nutzt man auch als magnetische Linsen aus.

Die Linsenwirkung beruht darauf, daß alle von einem Achsenpunkt nach verschiedenen Richtungen mit verschiedenen Querkomponenten der Geschwindigkeit $v_\perp$ auseinanderstrebenden Elektronen nach derselben Zeit T_τ zur Achse zurückkommen. Hieraus folgt, daß jedes magnetische Längsfeld als Sammellinse wirken kann. Man erhält für eine kurze magnetische Linse mit der Länge l die Brennweiten:

$$f_1 = f_2 = \frac{8mU_v}{q\,l} \cdot \frac{1}{B^2} = 45{,}5 \frac{U_v}{l} \cdot \frac{1}{B^2}$$

(U_v in V, f und l in cm, B in Gauß).

Elektron im magnetischen Wechselfeld

Das Elektron bewegt sich im Magnetfeld auf einer Wendel, die im besonderen Fall der fehlenden Längsgeschwindigkeit $v_{||}$ zu einem Kreis bzw. zu einer Spirale zusammenfällt. Wir betrachten hier nur die Kreisbahn (Halbmesser r_r). Diese Bahn grenzt die Rollkreisfläche und damit einen Magnetfeld-Teilquerschnitt ab. Zeitliche Änderungen des auf den Teilquerschnitt entfallenden Magnetfeldes $\Phi = r_r^2 \pi B$ bewirken elektrische Umlaufspannungen, die die Rollkreisgeschwindigkeit $v_\perp$ erhöhen oder vermindern. Die Umlaufspannung verteilt sich auf den gesamten Rollkreis. Damit ist das die Geschwindigkeit $v_\perp$ beeinflussende elektrische Spannungsgefälle $E = \dfrac{\text{Umlaufspannung}}{2\,\pi\,r_r}$. D. h.: Umlaufspannung $= 2\,\pi\,r_r\,E$. Für den Zusammenhang mit der Änderungsgeschwindigkeit des Magnetfeldes gilt:

$$2\,\pi\,r_r\,E = -\frac{d\Phi}{dt} \quad \text{oder} \quad E = \frac{1}{2\pi r_r}\left(-\frac{d\Phi}{dt}\right)$$

Hieraus folgt unter Berücksichtigung von (1):

$$dv_\perp = \frac{q}{m}\,dt\,\frac{1}{2\pi r}\left(-\frac{d\Phi}{dt}\right) = -\frac{q}{m}\,\frac{dB\,r_r^2\pi}{2\pi r_r} = \frac{|q|}{m}\,\frac{r_r}{2}\,dB$$

worin B den Mittelwert der Felddichte innerhalb des Rollkreises bedeutet. Wenn B um dB ansteigt, erfährt das Elektron den Geschwindigkeitszuwachs dv im Uhrzeigersinn um das Magnetfeld.

Spezialfälle der Elektronenbewegung im magnetischen Wechselfeld

Erster Fall: Die Dichte des Magnetfeldes sei über die gesamte Rollkreisfläche konstant und wachse einheitlich von B_1 auf B_2. Damit steigt $v_{1\perp}$ auf:

$$v_{2\perp} = v_{1\perp} + \frac{|q|}{m}\,\frac{r}{2}\,(B_2 - B_1) = 2\,\pi\,r\,(f_1 \pm f_L)$$

Hierin ist

$$f_L = \frac{1}{4\,\pi}\,\frac{|q|}{m}\,(B_2 - B_1) = \frac{1}{4\,\pi}\,\frac{|q|}{m}\,\Delta B$$

Die Frequenz f_L nennt man Präzessionsfrequenz oder Larmorfrequenz. Sie gibt an, um wieviel sich die auf die Sekunde bezogene Zahl der Elektronenumläufe ändert. Für gleiches ΔB ist die Larmorfrequenz f_L halb so groß wie die Zyklotronfrequenz fz. Den Rollkreishalbmesser kann man aus (8) berechnen. Er bleibt hier (erster Fall) im allgemeinen nicht konstant.

Zweiter Fall: Die mittlere Dichte B_m des Magnetfeldes sei innerhalb des Rollkreises doppelt so groß wie für den Rollkreis selbst. Hierzu wird bei Anwachsen von B_1 auf B_2 und damit von $B_{1m} = 2\,B_1$ auf $B_{2m} = 2B_2$:

$$v_{2\perp} = v_{1\perp} + \frac{|q|}{m}\,\frac{r_r}{2}\cdot 2\,(B_2 - B_1) = v_{1\perp} + \frac{|q|}{m}\,r_r\,(B_2 - B_1) = 2\,\pi\,r_r\,(f_1 + f_z)$$

Die Frequenz f_z ist die zu $\triangle\ B$ gehörende Zyklotronfrequenz. Der Rollkrseishalbmeser bleibt in diesem zweiten Fall konstant, wenn f_1 die Zyklotronfrequenz zu der Felddichte B_1 darstellt (Elektronenschleuder, Betatron).

Elektron in gemeinsamem stationärem, elektrischem und magnetischem Feld

Beide Felder sind also stationär und treten gemeinsam im selben Raum auf. Es ist zweckmäßig, hier die Elektronengeschwindigkeit v ebenso wie das elektrische Spannungsgefälle E in eine zur Magnetfeldrichtung parallele und eine dazu senkrechte Komponente zu zerlegen. Hieraus folgen die für die Praxis wichtigen Spezialfälle, in denen jeweils eine der beiden Komponenten des elektrischen Spannungsgefälles fehlt:

Bei fehlender senkrechter Komponente ($E_\perp = 0$) des elektrischen Spannungsgefälles, also elektrisches Feld in Richtung des magnetischen Feldes, ergibt sich als Elektronenbahn eine Wendel mit gleichbleibendem Durchmesser und gleichbleibender Umlauffrequenz nach (8), aber sich ändernder Steigung: Die Leitbahngeschwindigkeit $v_{||}$ wird durch das elektrische Feld verändert. Die Leitbahnrichtung ist parallel zur Magnetfeldrichtung.

Bei fehlender mit dem Magnetfeld gleichgerichteter Komponente des elektrischen Spannungsgefälles ($E_{||} = 0$), also elektrisches Feld senkrecht zum magnetischen Feld, wird die Leitbahngeschwindigkeit v_L zur Magnetfeldrichtung dargestellt durch die Summe

aus der dem Magnetfeld gleichgerichteten Komponente $v_{||}$ der Elektronen-Anfangsgeschwindigkeit und

aus einer durch gemeinsame Wirkung beider Felder sich ergebenden zusätzlichen Geschwindigkeit $v_L{}^*$:

$$v_L = v_{||} + v_L{}^* = v_{||} + 10^8\,\frac{E}{B} = v_{||} + 8{,}1\cdot 10^7\,\frac{E}{H} \qquad (11)$$

$v_L{}^*$ steht senkrecht zu beiden Feldrichtungen, d. h. in Richtung von $[B \times H]$. Der Rollkreishalbmesser beträgt:

$$r_r = \frac{v_\perp - v_L{}^*}{2\,\pi\,f_z} = \frac{v_\perp - v_L{}^*}{\omega_r}\ \text{(vektorielle Subtraktion!)} \qquad (12)$$

Der Rollkreis bleibt, wie stets, senkrecht zum Magnetfeld. Die Leitbahn verläuft im allgemeinen schräg zum Magnetfeld. Es entsteht somit eine räumliche Zykloidenbewegung. Nur, wenn $v_\perp = v_L{}^*$, entartet die Zykloide zu einer Geraden.

Falls das elektrische Feld als zylindersymmetrisches Radialfeld senkrecht zum Magnetfeld verläuft, ist die Elektronenbahn eine räumliche Epizykloide. Der Rollkreis läuft in diesem Falle auf einem Kreise ab. Somit ist auch die Leitbahn ein Kreis. Es gelten die sinngemäß transformierten Gleichungen (11) und (12) (Magnetron).

Elektron unter gemeinsamem Einfluß von stationärem elektrischem Feld und magnetischem Wechselfeld

Wichtig ist der Fall, daß das elektrische Feld, als zylindersymmetrisches Radialfeld ausgebildet, senkrecht zum magnetischen Wechselfeld verläuft. Hierfür ergeben sich ähnliche Bahnen wie im magnetischen Wechselfeld ohne elektrisches Feld. Zur Berechnung des Rollkreisradius r_r muß man nur berücksichtigen, daß die gesamte Zentralkraft jetzt $F = q\,(E_\perp + [v_\perp \times B])$ ist. Es wird deshalb

$$r_r = \frac{m\,v_\perp{}^2}{q\,(E_\perp + [v_\perp \times B])} \quad \text{und} \quad f_r = \frac{1}{2}\,\frac{q}{m\,v_\perp}\,(E_\perp + [v_\perp \times B])$$

Im Fall einer Elektronenströmung gilt $E_\perp = \frac{\varrho r_r}{2\,\varepsilon_0}$. Hierbei ist ϱ die Raumladungsdichte des Strahles, also negativ, und $\varepsilon_0 = \frac{1}{3{,}6\,\pi}\,\frac{\text{pF}}{\text{cm}}$ oder $8{,}86 \cdot 10^{-14}\,\frac{\text{As}}{\text{Vcm}}$ die absolute Dielektrizitätskonstante. Das Spannungsgefälle $E_\perp$ treibt die Elektronen von der Strahlachse ($r_r = 0$) fort. Wächst jetzt die über den Querschnitt gleiche magnetische Felddichte von $B = 0$ auf

$$B = \sqrt{\frac{2\,m\,\varrho}{q\,\varepsilon_0}}$$

so erhalten die Elektronen die tangentielle Geschwindigkeit $v_\perp = \frac{q}{2\,m}\,B\,r_r$

Mit den obigen Gleichungen folgt hieraus

$r_r = \text{konst.} \quad f_r = \frac{1}{2}\,\frac{q}{2m}\,B = f_L$ und $[v_\perp \times B] = 2\,|E_\perp|$ oder $E_\perp = -\,\frac{1}{2}\,[v_\perp \times B]$

Die magnetische Zentralkraft ist so groß, daß sie mit der elektrischen Abstoßungskraft $E_\perp$ zusammen den konstanten Rollkreishalbmesser r_r bei der Larmorfrequenz f_L ergibt (Brillouinströmung). Ohne die elektrische Abstoßung bliebe der Rollkreishalbmesser r_r hier nicht konstant (vergl. Elektron im magnetischen Wechselfeld, erster Fall).

Resonanzkreise

Hauptelemente und Grundschaltungen

Der Resonanzkreis besteht aus Spule (Induktivität L) und Kondensator (Kapazität C). Für die speisende Stromquelle liegen diese Teile parallel **(Bild 1)** oder in Serie **(Bild 2)**. Für die Resonanzfrequenz f_0 bzw. für $\omega_0 = 2\pi f_0$ sind hier kapazitiver und induktiver Widerstand einander gleich:

$$1 : (\omega_0 C) = \omega_0 L. \quad \text{Daraus} \quad \omega_0 = 1 : \sqrt{LC} = \sqrt{1/LC} \quad \text{oder} \quad f_0 = 1 : (2\pi\sqrt{LC})$$

Tabelle

	Hz mH nF kHz µH pF	Hz H nF kHz mH pF MHz nH pF	Hz H µF kHz mH nF MHz µH pF	kHz H nF MHz mH pF	kHz mH cm MHz nH cm
f_0	$\frac{159200}{\sqrt{L \cdot C}}$	$\frac{5030}{\sqrt{L \cdot C}}$	$\frac{159{,}2}{\sqrt{L \cdot C}}$	$\frac{5{,}03}{\sqrt{L \cdot C}}$	$\frac{47{,}80}{\sqrt{L \cdot C}}$
L	$\frac{25{,}3 \cdot 10^9}{f_0^2 \cdot C}$	$\frac{25{,}3 \cdot 10^6}{f_0^2 \cdot C}$	$\frac{25{,}3 \cdot 10^3}{f_0^2 \cdot C}$	$\frac{25{,}3}{f_0^2 \cdot C}$	$\frac{22{,}8 \cdot 10^6}{f_0^2 \cdot C}$
C	$\frac{25{,}3 \cdot 10^9}{f_0^2 \cdot L}$	$\frac{25{,}3 \cdot 10^6}{f_0^2 \cdot L}$	$\frac{25{,}3 \cdot 10^3}{f_0^2 \cdot L}$	$\frac{25{,}3}{f_0^2 \cdot L}$	$\frac{22{,}8 \cdot 10^6}{f_0^2 \cdot L}$

Verluste und Verlustwiderstände

Die Ursachen der — unvermeidlichen — Verluste stellt man durch Wirkwiderstände dar. Besonders einfach werden die Zusammenhänge mit einem Nebenwiderstand zur Parallelschaltung **(Bild 3)** und einem Reihenwiderstand — natürlich von anderem Wert — für Serienschaltung **(Bild 4)**. Wirkwiderstände, in solcher Art (Bilder 3 und 4) eingefügt, sind auf die Abhängigkeit der Resonanzfrequenz von L und C ohne Einfluß.

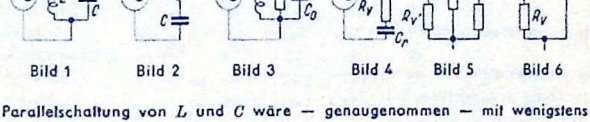


Bild 1 Bild 2 Bild 3 Bild 4 Bild 5 Bild 6

Für Parallelschaltung von L und C wäre — genaugenommen — mit wenigstens drei Widerständen zu rechnen **(Bild 5)**. Damit ist fast stets nur der mit L in Reihe liegende Widerstand R_v' wesentlich **(Bild 6)**: Gegen die zu ihm gehörigen, dem Quadrat des Spulenstromes proportionalen Verluste können die anderen Verluste meist vernachlässigt werden.

Für Serienschaltung hätte man eigentlich die Spulenkapazität C_w und zwei Verlustwiderstände zu berücksichtigen **(Bild 7)**. Es genügt jedoch auch hier in der Regel, den Verlustwiderstand R_v zu verwenden (Bild 4).

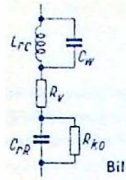


Bild 7

Bild 8

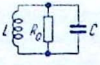


Bild 9

Besondere Formelzeichen

- d Dämpfungsfaktor
- r Verlustwiderstand (Bild 8)
- R_0 Resonanzwiderstand (Bild 9)
- ϱ Kreisgüte ≈ Spulengüte
- x einfache Verstimmung
- v Doppelverstimmung
- Ω normierte Verstimmung

Formeln

Für die Formeln setzt man die Schaltungen nach Bild 3, Bild 4 und Bild 6 voraus, wobei man üblicherweise $R_v = r$ setzt. Dazu gilt:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_p L_p} - \left(\frac{r}{L_p}\right)^2} \qquad \text{worin } L_p = \frac{L}{(1+d)^2}$$

Meist darf man voraussetzen:

$$r \ll \omega_0 L_p \qquad \text{Dazu gehört:}$$

$$L_0 \approx L_r \approx L_p \approx L_{rc} \approx L \text{ und } C_0 \approx C_r \approx C_{pR} \approx C_p \approx C_{rR} \approx C$$

Hiermit genügen die **Bilder 8 und 9**, auf sie beziehen sich nachstehende Formeln. Gegebenenfalls gehören zu den Bildern 8 und 9 die Stromquellenschaltungen gemäß den Bildern 4 und 3.

Resonanz-Kreisfrequenz : $\omega_0 \approx \sqrt{\frac{1}{LC}}$

Kreisgüte (≈ Spulengüte) ϱ oder Q : $\varrho \approx \frac{\omega_0 L}{r} \approx \frac{R_0}{\omega_0 L} \approx \omega_0 C R_0 \approx \frac{1}{r\omega_0 C} = \frac{1}{d}$

Resonanzwiderstand (Bild 3) : $R_0 \approx \frac{L}{Cr} \approx \varrho^2 r \approx \frac{\omega_0 L}{d} \approx \frac{1}{d}\sqrt{\frac{L}{C}}$

Dämpfungsfaktor : $d = \frac{1}{\varrho} \approx \frac{\omega_0 L}{R_0} \approx \frac{r}{\omega_0 L} \approx r\omega_0 C$

Verlustwiderstand (Bild 8) : $r \approx \frac{\omega_0 L}{\varrho} \approx \frac{L}{CR_0} \approx \frac{R_0}{\varrho^2}$

Spannungsverhältnis für konstanten Strom zu Bild 9 (bzw. 3) : $U/U_0 \approx 1$

Stromverhältnis für konstante Spannung zu Bild 8 (bzw. 4) : $I/I_0 \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{r}{d}\right)^2}}$

Einfache Verstimmung : $x = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$

Doppelverstimmung (siehe hierzu Bild 10) : $v = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$; $|v| \approx \frac{2\,\Delta f}{f_0} = \frac{2\,\Delta\omega}{\omega_0}$

Normierte Verstimmung $\Omega = \frac{f}{d}$

Relative Bandbreite
für $U/U_0 = 0{,}707$ $\frac{\Delta f}{f_0} = d$

Absolute Bandbreite
für $U/U_0 = 0{,}707$ $b_{0{,}7} = \Delta f = f_0 \cdot d = \frac{1}{2\pi C R_0} = \frac{r}{2\pi L}$
Z. B. in Bild 11 etwa 120 kHz

Wechselstromwiderstand Z (Impedanz) zu Bild 4 mit $L_r = L$, $R_0 = r$ und $C_r = C$

$$Z = r(1 + j\Omega) \qquad |Z| = r\sqrt{1 + \Omega^2}$$

Wechselstromleitwert Y zu Bild 9:

$$Y = \frac{1}{R_0}(1 + j\Omega) \qquad |Y| = \frac{1}{R_0}\sqrt{1 + \Omega^2}$$

Dämpfungsdekrement $\delta = \pi \cdot d$

Zeitkonstante $\tau = CR_0 \approx \frac{L}{r}$

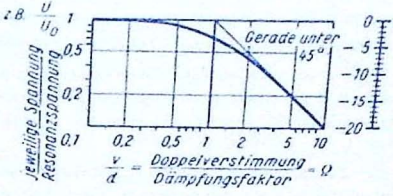


Bild 10 Bild 11

Bild 10 enthält das Spannungs- bzw. Stromverhältnis abhängig von der normierten Ver stimmung. Damit kann man beliebige Resonanzkurven entwerfen.

Beispiel: Gegeben sei die Dämpfung mit $d = 1{,}2\%$ und die Resonanzfrequenz f_0 mit 10 MHz. Die Resonanzkurve sei für Frequenzabweichungen bis zu $\Delta f = 350$ kHz zu entwerfen.

Aus Bild 10 wird zu:	$U/U_0 =$	0,9	0,8	0,707	0,5	0,4	0,2	0,1
entnommen:	$v/d =$	0,5	0,8	1,0	1,7	2,3	5	10
Daraus mit $d = 1{,}2\%$: $v \cdot 10^3 =$		6	9,6	12	20	27	60	120
$2\,\Delta f$ (in kHz)	$\approx$	60	96	120	200	270	600	1200
Δf (in kHz)	$\approx$	30	48	60	100	135	300	600

Bild 11 zeigt das Ergebnis.

Verstimmungen durch kleine Induktivitäts- oder Kapazitätsänderungen
Ein kleiner Prozentsatz an Induktivitäts- oder Kapazitätsänderung ergibt — mit entgegengesetztem Vorzeichen — den halben Prozentsatz an Frequenzänderung. In Formeln ausgedrückt:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\Delta f}{f_0} \approx -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta L}{L} \approx -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C}{C}$$

Temperaturunabhängige Resonanzkreisfrequenz

Temperaturbedingte Frequenzänderungen

Die elektrischen Daten der Kondensatoren und Spulen sind temperaturabhängig. Für kleine Temperaturbereiche können diese Abhängigkeiten als linear angesehen werden. Bei Keramik- und Luft-isolierten Kondensatoren ist der lineare Bereich verhältnismäßig groß, bei Spulen nur, wenn deren Windungen auf Keramik aufgebrannt sind.

Die Temperaturabhängigkeit der Kondensatorkapazität gründet sich — wie die der Spuleninduktivität — auf die Wärmeausdehnung und damit auf die Veränderung der Kondensatorabmessungen sowie außerdem auf den Zusammenhang zwischen Temperatur und Dielektrizitätskonstante des Kondensator-Dielektrikums. Bei Kondensatoren mit Luft-Dielektrikum ist der Einfluß der Wärmeausdehnung meist weit größer als die Einflüsse der Temperaturkoeffizienten von Dielektrizitätskonstanten der zum Abstützen benutzten Isolierteile.

Reproduzierbarkeit der Temperaturabhängigkeit

Ohne hinreichende Reproduzierbarkeit ist eine Temperaturkompensation nicht möglich. Man kann die Reproduzierbarkeit gelegentlich durch künstliches Altern verbessern.

Quetsch- und Wickelkondensatoren — aber auch manche Drehkondensatoren — sind in dieser Beziehung vielfach ungeeignet: Sie zeigen nach einer Temperaturschwankung bei Rückkehr auf die Ausgangstemperatur Werte, die von den Ausgangswerten abweichen.

Auch bei gewickelten Spulen ist der Zusammenhang zwischen Induktivität und Temperatur kaum eindeutig. Für temperaturkonstante Resonanzkreise zieht man deshalb auf geeignete Keramik aufgebrannte Spulen vor.

Mittel zum Erreichen der Temperaturunabhängigkeit

Zwei Mittel sind in Gebrauch, die einzeln oder gemeinsam angewandt werden: Das eine besteht im Vermindern des Gesamt-Temperaturkoeffizienten des Resonanzkreises, was mit passend temperaturabhängigen Kondensatoren möglich ist. Als zweites Mittel hat man das Heizen des Behälters, der den Resonanzkreis mit den zugehörigen Schaltelementen enthält. Dem Behälter gibt man eine ziemlich hohe Wärme-Zeitkonstante und hält sein Inneres auf einer — gegen die Umgebung — erhöhten, möglichst konstanten Temperatur.

Temperaturkoeffizient des Resonanzkreises

Der Temperaturkoeffizient des Resonanzkreises α_K gibt an, um welchen Bruchteil sich die Resonanzfrequenz je Grad Celsius ändert. Dieser Koeffizient hängt mit den Temperaturkoeffizienten der Induktivität (α_L) und der Kapazität (α_C) so zusammen:

$$\alpha_K \approx -\frac{1}{2}(\alpha_C + \alpha_L)$$

Temperaturkoeffizient von Kondensatorschaltungen

Für zwei Kondensatoren mit den Kapazitäten C_1 und C_2 sowie mit den Temperaturkoeffizienten α_1 und α_2 beträgt der Gesamttemperaturkoeffizient

für Parallelschaltung: $\alpha_p = \dfrac{C_1\alpha_1 + C_2\alpha_2}{C_1 + C_2}$ und

für Serienschaltung: $\alpha_s = \dfrac{C_1\alpha_2 + C_2\alpha_1}{C_1 + C_2}$

Kondensator-Dielektrikum

Für folgende Isolierstoffe gelten etwa die hier angegebenen Temperaturkoeffizienten in bezug auf die Dielektrizitätskonstante und damit auch auf die Kapazitäten der mit diesen Isolierstoffen hergestellten Kondensatoren.

Papier	$+ 500 \cdot 10^{-6}$ (temperaturabhängig)
Polystyrol	$- 150 \cdot 10^{-6}$
Glimmer	$+ 25 \cdot 10^{-6}$

Keramik-Dielektrikum ermöglicht gut reproduzierbare Temperaturkoeffizienten. Diese liegen zwischen etwa +140 und $-1400 \cdot 10^{-6}$/°C. Folgende Tabelle gibt hierzu einen Überblick.

DIN Nummer	DIN Farbe	Kondensator-TK_C-Nennwert*) (IEC-Empfehlung)	Handelsbezeichnung	Rosenthal TK_C-Toleranz*) Gruppe IB	Rosenthal TK_C-Toleranz*) Gruppe IA	tanδ bei 20 °C und 1 MHz in $10^{-3}\leq$
41 370	rot	+ 100	P 100	± 30	± 15	0,8
41 371	orange	+ 33	P 33	± 30	± 15	0,8
–	–	± 0	NP 0	± 30	± 15	0,8
–	–	– 33	N 33	± 30	± 15	0,8
–	–	– 47	N 47	–	± 15	0,8
–	–	– 75	N 75	± 30	± 15	0,8
–	–	– 110	N 110	–	± 15	0,8
41 372	hellgrün	– 150	N 150	± 30	± 15	0,8
41 373	dunkelgrün	– 220	N 220	± 30	± 15	0,8
–	–	– 330	N 330	± 50	± 25	0,8
41 374	gelb	– 470	N 470	± 70	± 35	0,8
41 376/75	blau	– 750	N 750	±120	± 60	0,8
–	violett	–1500	N1500	±250	–	0,8

*) in 10^{-6}/°C bei 1 MHz und ca. 20 °C

Spulen für temperaturkonstante Resonanzkreise

Man verwendet hierfür keramische Spulen. Deren Spulenkörper bestehen aus verlustarmer Keramik — z.B. aus Rosalt 7. Die Wicklung ist eingebrannt und galvanisch verstärkt. Als Leitermaterial dient Edelmetall (Bild 1).

Der Temperaturkoeffizient solcher Spulen ist sehr konstant und hat einen einheitlichen Wert. Er liegt zwischen $+15 \cdot 10^{-6}$/°C und $+45 \cdot 10^{-6}$/°C vorzugsweise um $+30 \cdot 10^{-6}$/°C. Die folgende Tabelle und das zugehörige Bild enthalten Angaben über derartige handelsübliche Rosenthal-Keramikspulen.

Induktivität µH	Rosenthal-Typ: Spi	Durchmesser D mm	Länge H mm
0,1...0,2	15/2	15	35
0,2...0,4	15/1	15	50
0,4...0,6	20/2	20	50
0,6...0,8	20/1	20	60
0,8...1	30/2	30	50
1...2	30/1	30	70
2...4	45/1	45	70
4...6	60/3	60	66
6...8	60/2	60	77
8...10	60/1	60	88

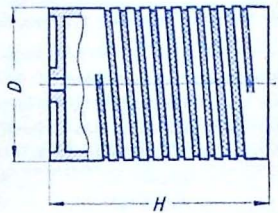


Bild 1

Temperaturkompensation des Kreises

Zum Ausgleich des Temperaturkoeffizienten der Spule muß man der Kreiskapazität einen entgegengesetzt gleichen Temperaturkoeffizienten geben. Kondensatoren stehen mit negativen und positiven Temperaturkoeffizienten zur Verfügung. In vielen Fällen kommt man schon mit einem Einzelkondensator aus, wenn man ihn mit passendem negativem Temperaturkoeffizienten zur Verfügung hat. Ist das nicht der Fall, so legt man zwei Kondensatoren (C_1, C_2) einander parallel.

Die Temperaturkoeffizienten der Kondensatoren seien α_1 und α_2. Der Temperaturkoeffizient α_1 habe dasselbe Vorzeichen wie der Temperaturkoeffizient α_L der Spule. Die Kapazitätsverhältnisse müssen mit Rücksicht auf die Temperaturkoeffizienten so gewählt werden:

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{\alpha_L + \alpha_1}{\alpha_L - \alpha_2} \quad \text{oder:} \quad \frac{C_2}{C_1 + C_2} = \frac{\alpha_L + \alpha_1}{\alpha_1 - \alpha_2}$$

Beispiel: Die Gesamtkapazität eines Kreises, der bezüglich seiner Resonanzfrequenz temperatur-kompensiert sein soll, liege mit 50 pF fest. Die Temperaturkoeffizienten betragen:

$$\alpha_L = + 30 \cdot 10^{-6}$$
$$\alpha_1 = + 30 \cdot 10^{-6}$$
$$\alpha_2 = - 50 \cdot 10^{-6}$$

Da es sich hier nur um Zahlenverhältnisse handelt, dürfen wir setzen:

$$\alpha_L = + 3 \qquad \alpha_1 = + 3 \qquad \alpha_2 = - 5$$

Das gibt:

$$C_2 = 50\ \text{pF} \cdot \frac{3+3}{3+5} = 37{,}5\ \text{pF} \qquad \text{womit}$$

$$C_1 = 50\ \text{pF} - 37{,}5\ \text{pF} = 12{,}5\ \text{pF}$$

Temperaturkompensation und Drehkondensator

Wegen seiner veränderbaren Kapazität muß die Temperaturkompensation des Drehkondensators mit einem Reihen- und einem Parallelkondensator gemeinsam vorgenommen werden. Mit dem Reihenkondensator kompensiert man bei fast ganz eingedrehtem Rotor, mit dem Parallelkondensator bei fast ganz herausgedrehtem Rotor.

Statische und dynamische Kompensation

Statische Temperaturkompensationen sind die Regel. Dabei nimmt man in Kauf, daß die Kompensation erst im Erwärmungs-Endzustand voll erreicht wird. Manchmal genügt es, statisch in bezug auf Schwankungen der Außentemperatur im Dauerbetrieb zu kompensieren. Häufig aber wird verlangt, daß die Abstimmung im Dauerzustand mit der Abstimmung unmittelbar nach dem Einschalten übereinstimmt.

Dynamische Kompensation ist weit schwerer zu erreichen. Sie bezweckt, daß die Abstimmung sowohl während des Anheizens wie auch bei Schwankungen der Außentemperatur konstant bleibt. Sie verlangt neben verschwindend geringem Gesamt-Temperaturkoeffizienten übereinstimmende Zeitkonstanten der Schaltelemente, zu denen die Einzel-Temperaturkoeffizienten gehören.

Beispiele für Temperaturgang-Kompensation

Bild 2 zeigt eine selbstschwingende Mischstufe, deren Oszillatorkreis mit Hilfe des Temperaturkoeffizienten der beiden 25-pF-Kondensatoren temperaturkompensiert ist. Der Temperaturkoeffizient dieser Kondensatoren liegt bei $-150 \cdot 10^{-6}/°\,C$ (Kennfarbe hell-

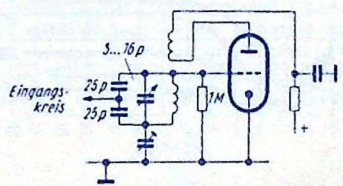


Bild 2

grün). Die Drehkondensator-Kapazität ist zwischen 5 und 16 pF einstellbar. Die mit den beiden 25-pF-Kondensatoren zu erzielende Kompensation stellt man durch passende räumliche Anordnung dieser Kondensatoren ein. Von ihrer Anordnung hängt nämlich

das Aufheizen der Kondensatoren durch die Röhre und damit die Kondensator-Enderwärmung ab.

Da die Röhre ECH 81 im Anlauf verhältnismäßig starke Kapazitätsänderungen zeigt, muß sich hier der Temperaturgang der 25-pF-Kondensatoren erheblich auswirken. Das erfordert ein Anlöten des Kondensatorzweiges unmittelbar an den Fassungskontakt für das Gitter des Triodensystems (**Bild 3**).

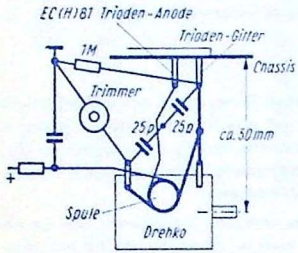


Bild 3

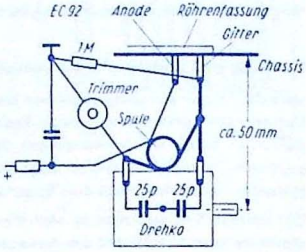


Bild 4

Die für die EC 92 geringer zu wählende Kompensationswirkung wird durch größeren Abstand des Kondensatorzweiges von der die Wärmequelle darstellenden Röhre erreicht (**Bild 4**).

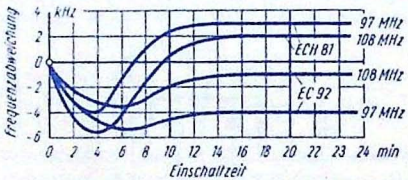


Bild 5

Bild 5 läßt den restlichen Temperaturgang der auf solche Weise kompensierten Mischstufen erkennen. Ohne Kompensation würde die Frequenz weiter absinken, und zwar für die EC 92 auf etwa −20 kHz und für die ECH 81 auf ungefähr −30 kHz Abweichung.

Zf-Bandfilter

Vorteile gegen Einzelkreis

Als Arbeitswiderstand der Zf-Verstärkerstufe ist das Bandfilter dem Einzelkreis vorzuziehen: Seine Selektionskurve kommt der idealen Rechteckkurve näher als die eines Einzelkreises. Die Vorteile des Bandfilters gegenüber dem Einzelkreis sind somit größere Bandbreite und höhere Flankensteilheit bei gleicher Kreisdämpfung.

Schaltungen

Das Bandfilter besteht aus wenigstens zwei induktiv oder kapazitiv gekoppelten Schwingkreisen, deren jeder für sich auf dieselbe Resonanzfrequenz abgestimmt ist (Koppelfilter). Die **Bilder 1...4** zeigen zweikreisige Bandfilter mit den wichtigsten Kopplungen: **induktive (magnetische) Kopplung, kapazitive „Kopf"-Kopplung, kapazitive „Fußpunkt"-Kopplung** und **„Serienspulen"-Kopplung.**

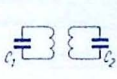


Bild 1

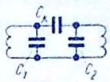


Bild 2

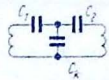



Bild 3

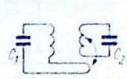


Bild 4

Weitere Möglichkeiten bestehen z. B. darin, daß in den Bildern 2 und 3 die Koppelkapazitäten durch Induktivitäten ersetzt oder gemischte Kopplungen angewendet werden.

Mit kapazitiver Kopplung läßt sich ein bestimmter **Kopplungsfaktor** k besonders leicht herstellen: Er folgt aus dem Verhältnis der Kapazitäten. Für Bild 2 gilt z. B.

$$k = \frac{C_k}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}$$

Doch zieht man für Rundfunk- und Fernsehempfänger im allgemeinen die induktive Kopplung nach Bild 1 wegen des dafür geringen Aufwandes vor. Hier wird der Kopplungsfaktor durch die Ausmaße der Wicklungen und durch ihre gegenseitige Lage bestimmt sowie durch die Kernstellungen beeinflußt. Hierzu gehört mit M als Gegeninduktivität und L_1 sowie L_2 als Induktivitäten der zwei Schwingkreisspulen:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

Aufbau und Abgleich

In **Bild 5** sind beide Spulen des zweikreisigen Bandfilters auf einem gemeinsamen Wickelkörper angeordnet. In **Bild 6** stehen die Spulen auf getrennten Wickelkörpern nebeneinander. Der zwischen den Spulen für den gewünschten Kopplungsfaktor erforderliche Abstand wird empirisch ermittelt.

Die Bandfilter-Schwingkreise gleicht man fast ausschließlich an den Spulen ab. Das geschieht durch Eindrehen eines Karbonyleisen- oder Ferritkernes. Als Schwingkreiskapazität dient ein Kunstfolien- oder Keramik-Festkondensator. Die Kerne werden — im Interesse einer hohen Spulengüte — ziemlich weit in die Spule hineingedreht.

Doch soll hierbei eine zum Ausgleich der Induktivitäts- und Kapazitäts-Toleranzen ausreichende Reserve bleiben. Auch darf sich die Kopplung zwischen den Spulen, abhängig von der Kernstellung im Rahmen der erwähnten Toleranzen, nicht zu stark ändern. Dazu ist der Aufbau nach **Bild 6** vorteilhaft.

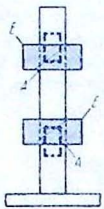


Bild 5

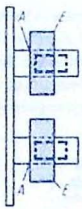


Bild 6

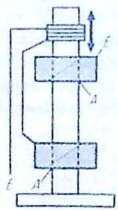


Bild 7

Beim Durchdrehen der Abstimmkerne durch die Spule ergeben sich zwei Resonanzstellen: Der Kern ragt entweder auf der einen oder anderen Seite der Spule aus dieser heraus. Besonders bei Anordnungen nach **Bild 5** bewirken diese zwei Kernstellungen recht unterschiedliche Kopplungen. Daher ist beim Abgleich unbedingt darauf zu achten, daß die jeweils richtige Kernstellung — im allgemeinen die äußere — benutzt wird.

Die Spulen in Anordnungen nach **Bild 5** und 7 müssen zueinander entgegengesetzten **Wickelsinn** haben. Hierbei addiert sich die nie ganz vermeidbare ungewollte kapazitive Kopplung zu der gewollten induktiven Kopplung. Andernfalls würden beide Kopplungen einander entgegenwirken. Das wäre weniger günstig. Fertigungsstreuungen sind nämlich auf den Kopplungsfaktor von weit geringerem Einfluß, wenn sich induktive und kapazitive Kopplung unterstützen, als dann, wenn sich diese Kopplungen gegenseitig teilweise aufheben.

Damit die störenden kapazitiven Kopplungen im übrigen möglichst schwach ausfallen, sollen die Bandfilterspulen so angeschlossen werden, daß der in der einzelnen Spulenwicklung innen liegende Anfang der Wicklung „heiß" und das außen liegende Ende „kalt" ist.

Einstellbarkeit der Bandbreite

Hierfür empfiehlt es sich, eine **bewegliche Teilspule** vorzusehen (**Bild 7**). Durch Verschieben einer ganzen Spule würde die Kopplung zu schroff geändert.

Damit keine unerwünschte zusätzliche kapazitive Kopplung auftritt, ist die aus wenigen Windungen bestehende Teilspule am „kalten" Ende des einen Kreises einzuschalten. Die

Teilspule kann — mit entgegengesetztem Wickelsinn — auch zum Herabsetzen des Kopplungsfaktors dienen. Das wird ausgenutzt, wenn räumliche Gründe für geringeren gegenseitigen Abstand beider Spulen des Bandfilters sprechen.

Übertragungseigenschaften

Maßgebend sind hierfür Dämpfung (d) und Kopplung. Erhöht man den **Kopplungsfaktor** k des zunächst extrem lose gekoppelten Bandfilters, so steigt bis $k = d$ die Spannung am Sekundärkreis an. Mit weiter verstärkter Kopplung nimmt die Sekundärspannung bei Resonanzfrequenz ab (**Bild 8**). Außerdem bekommt nun die Selektionskurve des Filters rechts und links der Resonanzfrequenz Höcker.

Die **Kopplung** $k = d$ nennt man **kritisch**. Losere Kopplung wird **unterkritisch**, festere Kopplung **überkritisch** genannt.

Bild 9 zeigt die Resonanzkurven eines zweikreisigen Bandfilters für die „**normierte Verstimmung**" v/d bei gleicher Dämpfung von Primär- und Sekundärkreis mit dem Parameter k/d („**normierte Kopplung**") im logarithmischen Spannungsmaßstab. Für die Kurven gilt mit f_0 = Resonanzfrequenz und

$$v = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \qquad \text{und mit}$$

U_{2opt} = Sekundärspannung bei kritischer Kopplung in Bandmitte die Gleichung:

$$\frac{U_2}{U_{2opt}} = \frac{2\,k/d}{\sqrt{[1 + (k/d)^2 - (v/d)^2]^2 + 4\,(v/d)^2}}$$

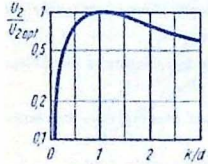


Bild 8

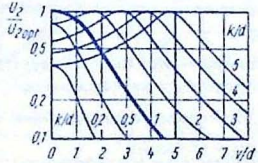


Bild 9

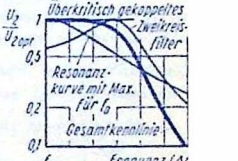


Bild 10

Dimensionierung des zweikreisigen Bandfilters

Im allgemeinen strebt man für die Zf-Verstärkerstufe — neben ausreichender Verstärkung — große Bandbreite und gute Selektion (d. h. erheblichen Abfall der Verstärkung in einem größerem Abstand von der Resonanzfrequenz) an.

Diese Forderungen bedingen einen Kompromiß. Selektion bei großer Bandbreite bedeutet hohe Flankensteilheit. Diese setzt Schwingkreise geringer Dämpfung voraus.

Bei geringer Dämpfung ist man für größere Bandbreite meist auf überkritische Kopplung angewiesen, wozu Übertragungskurven mit mehr oder weniger starker Einsattelung in der Mitte gehören. Einsattelungen sind jedoch unerwünscht: Der Laie kann einen Empfänger kaum abstimmen, wenn das Magische Auge beim Empfangsoptimum kein Maximum zeigt.

Um die notwendige Bandbreite ohne Einsattelung zu erzielen, stehen zwei Möglichkeiten offen: Man vermeidet die Einsattelung, indem man die Bandfilterkreise stärker bedämpft oder man gleicht die Einsattelung damit aus, daß man dem überkritisch gekoppelten Bandfilter eine zweite Zf-Verstärkerstufe folgen läßt, deren Selektionskurve keine Einsattelung, sondern für Resonanzfrequenz ein ausgeprägtes Maximum aufweist (**Bild 10**). Eine solche Kurve erreicht man mit nur einem Einzelkreis oder mit einem unterkritisch gekoppelten Bandfilter stärkerer Dämpfung (Beispiel: Diodenfilter) oder auch mit einem dreikreisigen Bandfilter, das in Bandmitte den Spannungshöchstwert ergibt.

Siehe hierzu auch Seite 158: Werte der Kreise und Bandfilter für Rundfunk- und Fernsehempfänger.

Bewährte Diagramme

Die in Bild 9 gezeigten Selektionskurven des zweikreisigen Bandfilters sind für die Praxis mit ihrer normierten Verstimmung und ihrer normierten Kopplung etwas unbequem. Ein besseres Anpassen an die Bedürfnisse der Praxis ist auf Grund folgender Tatsachen möglich:

Die Zwischenfrequenzen sind heute einheitlich auf etwa 460 kHz für den AM-Bereich und auf 10,7 MHz für den FM-Bereich festgelegt.

Der Frequenzabstand, für den die Selektion des Bandfilters interessiert, ist der gegenseitige Abstand der Trägerfrequenzen, also der **Kanalabstand**. Dieser beträgt für AM 9 kHz und für FM 300 kHz.

Die **Bandbreite** der Selektionskurve wird durch den gegenseitigen Abstand der beiden Frequenzen festgelegt, bei denen die Sekundärspannung

für Kopplungen bis zur kritischen Kopplung gegen das Maximum in Bandmitte bzw.
für überkritische Kopplung gegen die Höcker

auf den Wert $1/\sqrt{2} \approx 0{,}707$ abgefallen ist.

Wenn man dies ausnutzt, um von den normierten Werten abzugehen und mit absoluten Frequenzen zu rechnen, muß man sowohl den Dämpfungsfaktor d wie auch Kopplungsfaktor k (beide in Prozenten gemessen) wieder einführen.

So sind — auf Grundlage des Bildes 9 — die in den **Bildern 11** und **12** gezeigten Kurvenscharen errechnet. Diese haben sich für Entwurf und Beurteilung zweikreisiger Bandfilter besser bewährt als die normierten Kurven. Die Kurven zeigen den Abfall der Sekundärspannung $U_2/U_{2\,opt}$ in 9 bzw. 300 kHz Abstand von der Resonanzfrequenz

(**reziproke Selektion**) abhängig von der Bandbreite. Den Kurvenscharen liegen der **Dämpfungsfaktor** d und der **Kopplungsfaktor** k als Parameter zugrunde. Die Punkte $k = d$ (**kritische Kopplung**) sind durch eine dicke Linie verbunden. Über dieser Linie befindet sich das Gebiet der **unterkritischen Kopplung** ($k/d < 1$), unter ihr das der **überkritischen Kopplung** ($k/d > 1$). Die Kurven zu konstanter Dämpfung verlaufen flacher als die zu konstantem Kopplungsfaktor. Somit bestimmt vorwiegend der Kopplungsfaktor die Bandbreite, während die Selektion der Bandfilterkurve in erster Linie von der Schwingkreisdämpfung abhängt.

Mit den Bildern 11 und 12 können wir aus gemessenen Selektionskurven Kopplungsfaktor und Dämpfungsfaktor ermitteln.

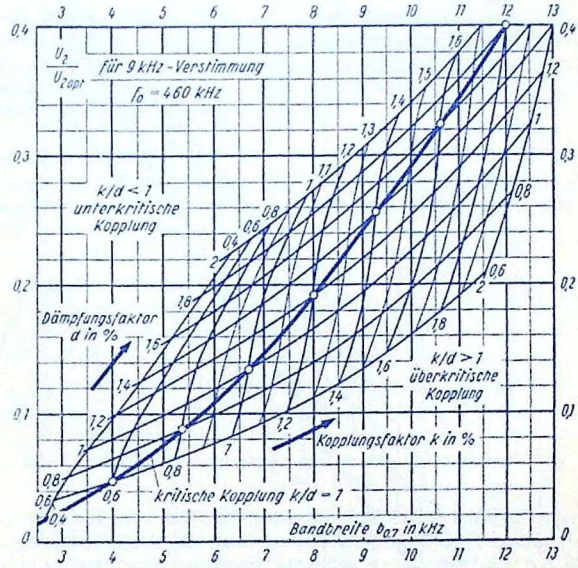


Bild 11

Zwei Beispiele zum Gebrauch der Bilder 11 und 12

1. Aus der durch Messen gewonnenen Selektionskurve eines überkritisch gekoppelten Bandfilters (Bild 13) für 460 kHz wird in 0,7 facher Höhe der Höcker eine Bandbreite $b_{0,7} = 7{,}2$ kHz und im Abstand 9 kHz von der mittleren Frequenz f_0 ein Abfall der Spannung auf das 0,145 fache gemessen. Wie groß sind mittlere Dämpfung d der beiden Schwingkreise und Kopplungsfaktor k? Wir suchen in Bild 11 den Punkt, der beiden aus

der Selektionskurve entnommenen Werten entspricht. Zu diesem Punkt gehören etwa $k = 1{,}1\%$ und $d = 1\%$ (Gebiet der überkritischen Kopplung).

2. Für ein 10,7 MHz-Bandfilter stehen Schwingkreise mit einer mittleren Dämpfung von 1,4% zur Verfügung. Welche Bandbreite und welche Selektion sind zu erreichen, wenn die Kopplung unterkritisch bleiben soll (z. B. $k/d = 0{,}85$)? Wie weit muß die Kreisdämpfung erhöht werden, wenn bei gleichem Verhältnis k/d eine Bandbreite von 260 kHz verlangt wird? Zum Schnittpunkt der Kurven für ein $d = 1{,}4\%$ und das zugehörige $k = 0{,}85 \cdot 1{,}4\% \approx 1{,}2\%$ entnehmen wir aus Bild 12 eine Bandbreite von etwa 180 kHz

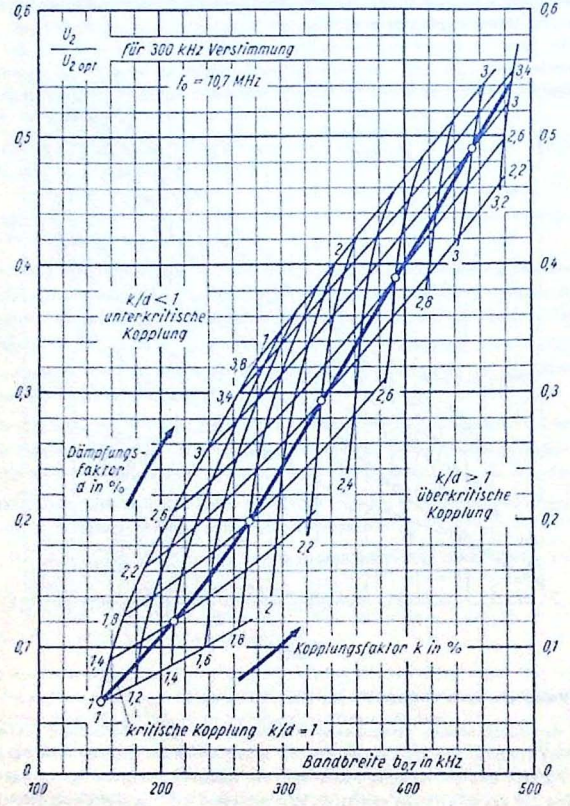


Bild 12

und bei 300 kHz Verstimmung ein Spannungsverhältnis von rund 0,1. Durch den Punkt $d = 1{,}4\%$; $k = 1{,}2\%$ ziehen wir neben der dick ausgezogenen Linie für kritische Kopplung — in etwa gleichbleibendem waagerechten Abstand von ihr — eine Hilfslinie, für die also $k/d = 0{,}85$ gilt. Diese Hilfslinie schneidet für die Bandbreite $b_{0,7} = 260$ kHz die Kennlinienscharen etwa bei $k = 1{,}7\%$ und $d = 2\%$. Die geforderte Bandbreite verlangt demgemäß für jeden Schwingkreis eine Zusatzdämpfung von rund $2\% - 1{,}4\% = 0{,}6\%$. Die Selektion für 300 kHz Frequenzabstand beträgt hier nur noch:

$$U_2/U_{2\,opt} = \frac{1}{0{,}2} = 5$$

Abgleich überkritisch gekoppelter Bandfilter

Korrekter Maximumabgleich ist nur bei unterkritischer Kopplung möglich. Sie erzielt man für ein Bandfilter mit ursprünglich überkritischer Kopplung (Bild 13) während der Dauer des Abgleichs durch Parallelschalten eines Widerstandes jeweils zu dem Kreis, der gerade nicht abgeglichen wird. Der Wert des Widerstandes muß genügen, um mit Sicherheit unterkritische Kopplung zu erreichen.

Mehrkreisige Bandfilter

Auch drei- und vierkreisige Bandfilter werden in Rundfunkempfängern gelegentlich verwendet. Doch haben sie dafür bei weitem nicht die Bedeutung der zweikreisigen Bandfilter.

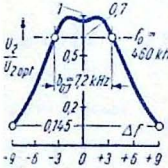


Bild 13

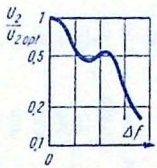


Bild 14

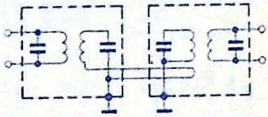


Bild 15

In den Selektionskurven aller Filter treten bei überkritischer Kopplung Höcker auf. Deren Zahl ist immer gleich der der Kreise. Bild 14 zeigt das an der Selektionskurve eines dreikreisigen überkritisch gekoppelten Bandfilters für den Fall unter sich gleicher Dämpfungs- und Kopplungsfaktoren. Durch unterschiedliches Bemessen dieser Faktoren kann man gleichhohe Höcker erreichen.

Beim Aufbau mehrkreisiger Bandfilter ist zu beachten, daß jeder Kreis nur auf den unmittelbar folgenden Kreis koppelt, daß also keine Kopplung unter Umgehung einzelner Kreise stattfindet. Man erreicht dies z. B., indem man nicht mehr als zwei Kreise in einem gemeinsamen Abschirmtopf unterbringt und die Kopplung zum nächsten Topf über eine Serienspulen-Kopplung (Bild 15) oder eine kapazitive (z. B. Fußpunkt-)Kopplung (siehe Bild 3) herstellt.

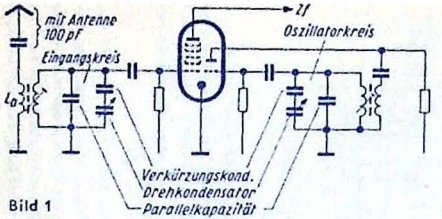


Bild 1

Eingangs- und Oszillatorkreise für die AM Rundfunkwellenbereiche, Zf = 468 kHz (Bild 1)

Wellenbereiche:

		Lang		Mittel		Kurz I		Kurz II		Kurz III	
		Eing.	Osz.	Eing.	Osz.	Eing.	Osz.	Eing.	Osz.	Eing.	Osz.
längste Welle	m	2070		590		100		40		20	
kürzeste Welle	m	750		185		40		20		10	
unterste Frequenz	MHz	0,145	0,613	0,510	0,978	3,0	3,468	7,5	7,968	15	15,468
oberste Frequenz	MHz	0,4	0,868	1,620	2,088	7,5	7,968	15	15,468	30	30,468
Kapazitätsvariation	1:	7,6	2,0	10,0	4,56	6,25	5,25	4	3,78	4	3,85
Drehkondensator ΔC	pF	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500
Parallelkapazität	pF	76	190	55,6	78,5	63,5	73	83,5	88	56	58,5
Verkürzungskapazität	pF	–	306	–	550	1000	815	500	475	250	238
Kreisinduktivität	µH	2100	176	179	75	7,15	5,5	1,36	1,21	0,5	0,48
Resonanzwiderstand	kΩ	350	80	120	70	25	20	10	9	7	7
Bandbreite	kHz	5		12		100		200		500	
Antennenüberhöhung	1:	5		3		1,5		1		1	
Ankopplungsinduktivität L_a für C_{ANT} = 100 pF	µH	1370		1020		20,6		12,5		6,5	
Verstärkung[1])	fach	250		150		80		54		54	

[1]) Mischsteilheit = 0,77 mA/V, $R_{\ddot{u}Zf}$ = 70 kΩ

Oszillator-, Eingangs-, Vor- und Zwischenkreis für UKW-FM-Bereich (Bilder 2 und 3)

Bild 2

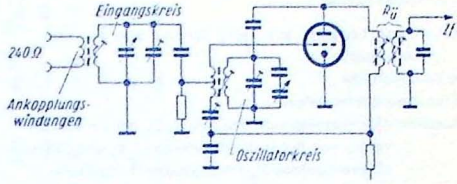
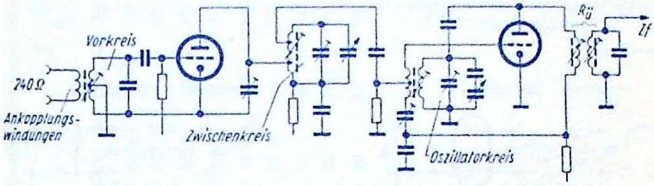


Bild 3



		Oszill.-Kreis	Eingang-Kreis Bild 2	Vor-Kreis Bild 3	Zwisch.-Kreis Bild 3
längste Welle	m		3,43	3,43	3,43
kürzeste Welle	m		3,0	3,0	3,0
unterste Frequenz	MHz	98,2	87,5	87,5	87,5
oberste Frequenz	MHz	110,7	100,0	100,0	100,0
Kapazitäts-Variation	1:	1,27	1,31		1,31
Drehkondensator $A\ C$	pF	8	8		8
Parallelkapazität	pF	26	25,8	15	25,8
Verkürzungskapazität	pF	60			
Kreisinduktivität	nH	78	100	195	100
Resonanzwiderstand (mit Dämpfung)	kΩ		2,2	0,8	4,4
Bandbreite	MHz		2,5	12,5	1,2
Antennenübersetzung (240 Ω)	1:		3	1,8	
Ankopplungswindungen			2	3	
Verstärkung für $R_{üz} \approx 17{,}5$ kΩ	fach	70	(EC 92)	600	(ECC 85)

Zf-Bandfilter für die Rundfunkwellenbereiche

Zwischenfrequenz		468 kHz	10,7 MHz
Kreis-Gesamtkapazität aus Fest-, Schalt-, Röhren- und Spulenkapazität	pF	200	30
Kreis-Induktivität	µH	580	7,4
Kreis-Resonanzwiderstand	kΩ	170	35
Bandfilter-Übertragungswiderstand $= U_2/I_1$ mit Berücksichtigung von Röhreninnenwiderstand R_i und Gitterableitwiderstand R_g (Wertangabe für kritische Kopplung des Bandfilters).	kΩ	70	17,5
Verstärkung = Steilheit × Bandfilterübertragungswiderstand, Steilheit 2 mA/V		140	35
Bandbreite	kHz	7	215

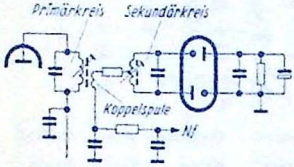


Bild 4

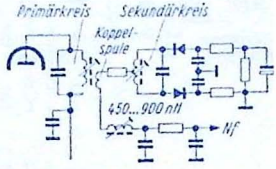


Bild 5

Ratiofilter für UKW-Rundfunk (Bilder 4 und 5)

		Röhren-Dioden Bild 4	Germanium Dioden Bild 5
Zwischenfrequenz	MHz	10,7	10,7
Gesamt-Primärkapazität aus Fest-, Schalt-, Röhren- und Spulenkapazität	pF	13	20
Gesamt-Sekundärkapazität aus Fest-, Schalt-, Röhren- und Spulenkapazität	pF	45	45
Induktivität für Primärkreis	µH	17,5	11,2
Induktivität für Sekundärkreis	µH	5	5
Induktivität der Koppelspule (auf kaltes Ende der Primärspule gewickelt)	µH	1,3	1,3
Kopplung		0,7	0.6
Bandfilter-Übertragungswiderstand $= U_2/I_1$ mit Berücksichtigung von Röhreninnenwiderstand und Belastung durch Gleichrichterteil	kΩ	10	7,5
Verstärkung $\frac{U_{AVC}}{U_{g1}}$ für eine Steilheit von 4 mA/V	fach	55	40
Spitzenabstand	kHz	±140	± 140

Eingangskreise und Oszillatorkreis für Fernsehempfänger (Differenzträgerverfahren; Bild 6)

Bereich			I			III						
Kanal			2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Frequenzband		MHz	47...54	54...61	61...68	174...181	181...188	188...195	195...202	202...209	209...216	216...223
Bildträger		MHz	48,25	55,25	62,25	175,25	182,25	189,25	196,25	203,25	210,25	217,25
Tonträger		MHz	53,75	60,75	67,75	180,75	187,75	194,75	201,75	208,75	215,75	222,75
Oszillator-	Zf = 36 MHz	MHz	87	94	101	214	221	228	235	242	249	256
frequenz	Zf = 23 MHz	MHz	74	81	88	201	208	215	222	229	236	243
Empf.-Kreis-Ind. zu 5,8 pF		nH	1680	1270	1040	138	128	118	111	102	96,5	90
Oszill.-Kreis-Ind.	Zf = 36 MHz	nH	523	470	387	87	81	76	72	66	64,5	60
zu 6,4 pF	Zf = 23 MHz	nH	732	612	520	98	92	87	82	77	72,5	68
Hf- *	primär zu 9,7 pF	nH	1000	760	618	82,2	76	70,5	66	61	57,5	54
Bandfilter	sekundär zu 8,2 pF	nH	1180	890	730	97	90	83	78	73	68	63

* Bandbreite ca. 10 MHz maximale Welligkeit der Gesamt-Hf-Durchlaßkurve ≦ 7%.

Bereich (Kanal)			I (3)	III (8)
Antennenüberhöhung (240 Ω)	PCC 84	1:	1,8	1,6
Antennenüberhöhung (240 Ω)	PCC 88	1:	1,8	1,45
Ankopplungswindungen	PCC 84		2×2	2×1
Ankopplungswindungen	PCC 88		2×3	2×2
Übertragungswiderstand Hf-Bandfilter U_2/I_1		kΩ	1,4	1,2
Mischverstärkung mit	PCF 80 und Bandfilter-$R_{\ddot{u}}$ = 1 kΩ	fach	1,7	1,7
Gesamtverstärkung	PCC 84, PCF 80	fach	26	20
Gesamtverstärkung	PCC 88, PCF 80	fach	53	37

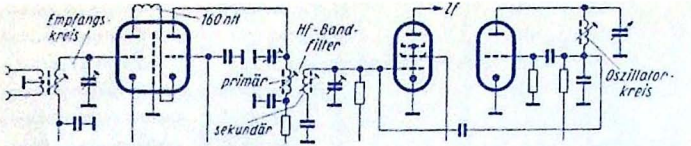
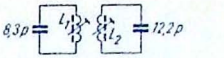


Bild 6



		zu 23 MHz	zu 36 MHz
L_1	µH	5,6	2,38
L_2	µH	3,8	1,62

Bild 7

Bandfilter mit gleicher Kreisdämpfung. Bandbreite des Gesamtverstärkers 5 MHz (Bild 7)

Stufenzahl		3	4
Bandbreite des Bandfilters bei kritischer Kopplung	MHz	7	7,6
Resonanzwiderstand des Primärkreises mit Eingangs- und Ausgangswiderstand	kΩ	3,9	3,6
Resonanzwiderstand des Sekundärkreises mit Eingangs- und Ausgangswiderstand	kΩ	2,65	2,45
Übertragungswiderstand des Bandfilters = U_2/I_1	kΩ	1,6	1,46
Verstärkung je Stufe (EF 80; S = 6,5 mA/V)	fach	10,4	9,5
Verstärkung des gesamten Zf-Verstärkers	fach	1100	8200

Bandfilter mit ungleicher Kreisdämpfung. Bandbreite des Gesamtverstärkers 5 MHz (Bild 7)

Stufenzahl			3	4
Bandbreite des Bandfilters bei kritischer Kopplung			MHz	7,14	8,55
Bandbreite des Primärkreises	} mit Eingangs- und Ausgangswiderstand		MHz	9,0	10,8
Bandbreite des Sekundärkreises			MHz	1,0	1,2
Resonanzwiderstand des Primärkreises			kΩ	2,1	1,8
Resonanzwiderstand des Sekundärkreises			kΩ	13,1	12,0
Übertragungswiderstand des Bandfilters = U_2/I_1			kΩ	2,2	1,95
Verstärkung je Stufe (EF 80; S = 6,5 mA/V)			fach	14,3	12,6
Verstärkung des gesamten Zf-Verstärkers			fach	2940	25300

Versetzte Einzelkreise (Paßfilter hinter Mischstufe ausgenommen), Kreiskapazität 15,5 pF

Bandmittenfrequenz	MHz	23			36		
Kreisnummer		1	2	3	1	2	3
Bandbreite	MHz	2,5	5	2,5	2,5	5	2,5
Resonanzwiderstand	kΩ	4,12	2,06	4,12	4,12	2,06	4,12
Resonanzfrequenz	MHz	25,16	23	20,84	38,16	36,0	33,84
Kreisinduktivität	µH	2,58	3,1	3,75	1,12	1,26	1,43

Verstärkung: bezogen auf eine Stufe im Mittel 13 fach, des Gesamtverstärkers 2200 fach

Kreisnummer		1	2	3	4	1	2	3	4
Bandbreite	MHz	1,92	4,6	4,6	1,92	1,92	4,6	4,6	1,92
Resonanzwiderstand	kΩ	5,36	2,25	2,25	5,36	5,36	2,25	2,25	5,36
Resonanzfrequenz	MHz	25,32	23,97	22,03	20,68	38,32	36,97	35,03	33,68
Kreisinduktivität	µH	2,55	2,86	3,3	3,8	1,11	1,19	1,34	1,44

Verstärkung: bezogen auf eine Stufe im Mittel 11,5 fach, des Gesamtverstärkers 17 000 fach

Ton-Zf-Verstärker für Differenzträger; 5,5 MHz

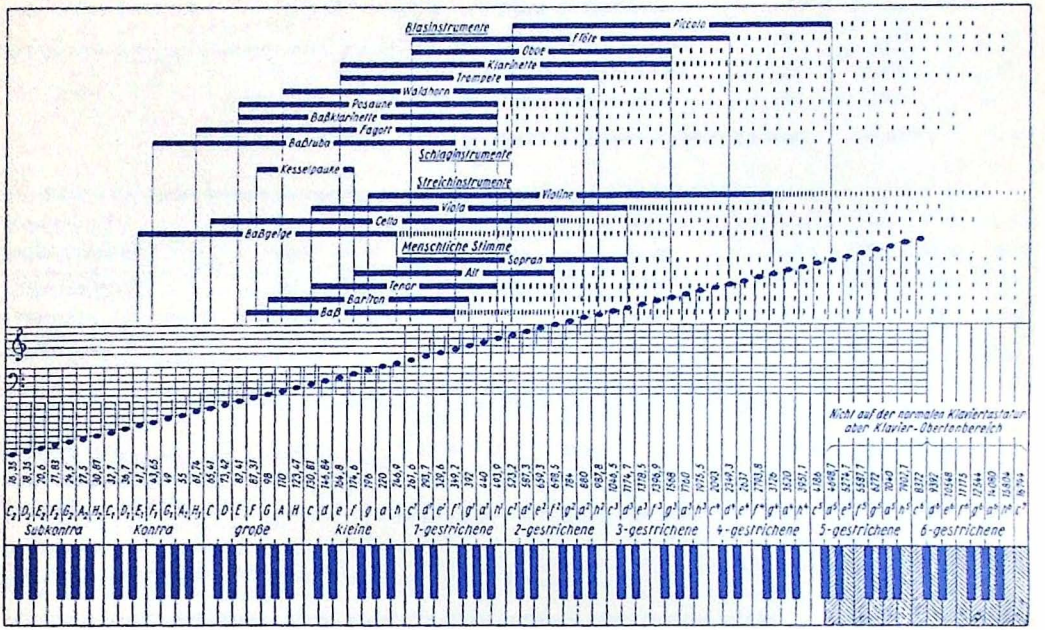
Gesamtkreiskapazität	pF	16
Induktivität	µH	52

Ratiofilter für Differenzträger; 5,5 MHz

		Bild 4	Bild 5
Gesamt-Primärkapazität	pF	30	16,7
Gesamt-Sekundärkapazität	pF	200	64
Induktivität für Primärkreis	µH	28,3	50
Induktivität für Sekundärkreis	µH	4,25	13
Induktivität der Koppelspule	µH	1,1	3,5

Frequenzbereiche der Musikinstrumente und des Gesanges

▬ = Hauptbereich

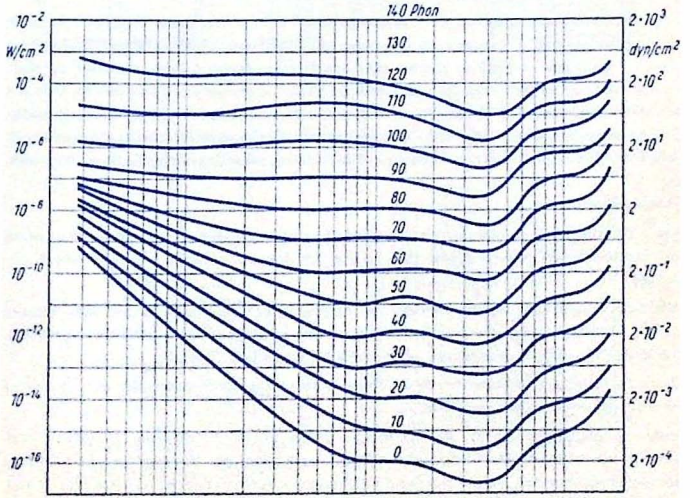


Lautstärken in Phon

Phon	Schallbeispiel		Musikal. Zeichen:	Schalldruck*) Mikrobar
130	Schmerzschwelle			$6{,}4 \cdot 10^{2}$
120	Flugzeug 3 m Abstand; große Pauke	1 m Abstand		$2 \cdot 10^{2}$
110	Kesselschmiede			$6{,}4 \cdot 10$
100	Motorräder ohne Auspufftopf			$2 \cdot 10$
90	Autohupen, Preßlufthämmer	3 m Abstand	ffff	6,4
80	Sehr laute Fabriksäle; lautes Rufen	1 m Abstand	fff	2
70	Laute Lautsprecherwiedergabe; lautes Sprechen		ff	$6{,}4 \cdot 10^{-1}$
60	Normale Lautsprecherwiedergabe		f	$2 \cdot 10^{-1}$
50	Unterhaltungssprache	1 m Abstand	mf	$6{,}4 \cdot 10^{-2}$
40	Zerreißen von Papier	1 m Abstand	p	$2 \cdot 10^{-2}$
30	Flüstern normal	1 m Abstand	pp	$6{,}4 \cdot 10^{-3}$
20	Feiner Landregen		ppp	$2 \cdot 10^{-3}$
10	Leisestes Flüstern	3 m Abstand	pppp	$6{,}4 \cdot 10^{-4}$
0	Reizschwelle			$2 \cdot 10^{-4}$

*) Schalldruck auf 1 kHz bezogen. 1 Mikrobar (µbar) = 1 dyn/cm²; 1 dyn = 1 gcms⁻²

Ein Phon ist gleichbedeutend mit einem Dezibel über dem Schwellwert von Schallstärke ($1 \cdot 10^{-16}$ W/cm²) bzw. Schalldruck ($2 \cdot 10^{-4}$ µbar) geltend für 1 kHz, jedoch einigermaßen genau auch noch zwischen 700 Hz und 1,8 kHz. Für alle übrigen Frequenzen des Hörbereiches hierzu passend gemäß Hörvergleich, niedergelegt in **Hörkurven:**



Schallabstrahlung

Forderungen

Der Schall soll über das gesamte in Frage kommende Frequenzband möglichst gleichmäßig und auch mit derselben Richtwirkung abgestrahlt werden. Frequenzabhängige Unterschiede in der Stärke der Abstrahlung bewirken Störungen des Frequenzganges. Frequenzabhängige Richtwirkung beeinflußt ebenfalls den Frequenzgang und stört das Zusammenspiel zwischen Schallquelle und Wiedergaberaum.

Beim Abstrahlen der Tiefen besteht das Problem vor allem im Erreichen eines guten Abstrahl-Wirkungsgrades bis an die untere Grenze des Bandes.

Beim Abstrahlen der Höhen kann die mit wachsender Frequenz zunehmende Richtwirkung stören. Deshalb bildet hier die Richtwirkung das Problem.

Das Abstrahlen der Tiefen

Da man auf Membranen mit begrenztem Durchmesser angewiesen ist, muß man den akustischen Kurzschluß zwischen Vorder- und Rückseite der Membran für die noch abzustrahlenden tiefen Frequenzen verhindern. Dies geschieht z. B. durch eine Schallwand, durch ein hinten offenes Gehäuse, das der Schallwand in der Wirkung ähnelt, durch ein Gehäuse mit einer hinten oder vorn angebrachten Öffnung, die wesentlich kleiner ist als beim Gehäuse ohne Rückwand, durch ein bis auf die Öffnung für die Membran geschlossenes Gehäuse oder schließlich auch durch ein Horn.

Die meisten Vorteile bietet in der Regel das mit Öffnung versehene Gehäuse. Es wird so ausgebildet, daß im Inneren des Gehäuses ein Schallweg entsteht, dessen Querschnitt etwa 1,5 bis 2 mal so groß ist wie die Membranfläche, dessen Länge ungefähr mit dem Viertel der zur tiefsten Frequenz gehörenden Welle übereinstimmt und dessen Öffnung ungefähr gleich dem Schallweg-Querschnitt gewählt wird. Der Schallweg kann entweder gerade ausgebildet sein oder aus aneinander anschließenden Abschnitten bestehen, in denen der Schall verschiedene Richtungen hat. Letzteres führt zum akustischen Labyrinth.

Schallwände

Am leichtesten übersehen kann man die Wirkung der kreisförmig begrenzten Schallwand mit der Membran in ihrer Mitte. Eine solche Schallwand ist für die Praxis jedoch ungünstig.

Alle Schallwege von der Vorderseite zur Rückseite der Membran haben hier gleiche Länge. Deshalb gibt es für bestimmte Frequenzen ausgesprochene Schalldruck-Höchstwerte und für andere Frequenzen ebensolche Mindestwerte **(Bild 1)**.

Die quadratische Schallwand mit der Membran in ihrer Mitte erweist sich in dieser Hinsicht schon als günstiger **(Bild 2)**.

Mehr zu empfehlen ist es, den Lautsprecher so in die Schallwand zu setzen, daß sich stärker voneinander verschiedene Weglängen von der Vorderseite zur Rückseite der Membran ergeben. Damit werden die abhängig von der Frequenz auftretenden Schalldruckschwankungen stark gemildert.

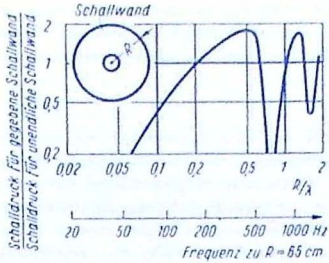


Bild 1

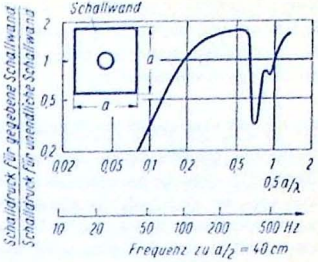


Bild 2

Hinten offene Gehäuse

Für hinten offene Gehäuse gilt grundsätzlich dasselbe wie für Schallwände. Auch hier sollte man den kürzesten Weg zwischen Vorder- und Rückseite der Membran wenigstens an die zur tiefsten, noch abzustrahlenden Frequenz gehörende Wellenlänge anpassen (**Bilder 3** und **4**). Auch hier ist es richtig, die Weglängen von der Vorderseite nach der Rückseite der Membran ungleich zu bemessen.

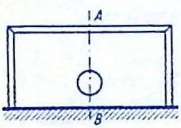


Bild 3

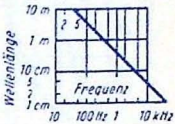


Bild 4

Ganz geschlossene Gehäuse

Die im geschlossenen Gehäuse befindliche Luft erhöht die Rückstellkraft der Membran und setzt so die Resonanzfrequenz des Membransystems hinauf. **Bild 5** zeigt, welchen

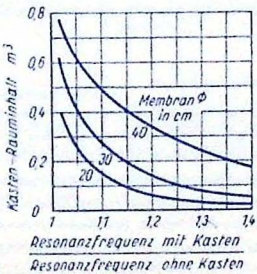


Bild 5

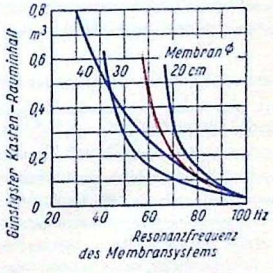


Bild 6

Kasten-Rauminhalt man wählen muß, wenn zu einer bestimmten Membran die Resonanzfrequenz um ein gegebenes Maß ansteigen darf. Der notwendige Rauminhalt des Kastens ist um so größer, je geringer der Anstieg der Resonanzfrequenz sein soll und je größer der Membrandurchmesser ist.

Kasten mit kleiner Öffnung (Baß-Reflex)

Macht man die Öffnung des Kastens verhältnismäßig klein, so wirkt die durch die Öffnung hin- und herbewegte Luft mit ihrer Masse. Diese Massenwirkung kann man ausnutzen, um die Schallabstrahlung an der unteren Grenze des Wiedergabe-Frequenzbandes anzuheben. **Bild 6** zeigt für den Fall, daß die Öffnung des Kastens etwa gleich der Membranfläche ist, den günstigsten Wert des Kasten-Rauminhaltes für verschiedene Membrandurchmesser, abhängig von der Resonanzfrequenz des Membransystems. Genauere Werte für die Öffnung erhält man zu einem gegebenen Rauminhalt des Kastens und einer gegebenen Resonanzfrequenz aus **Bild 7**.

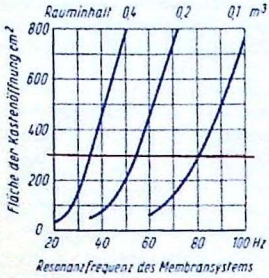


Bild 7

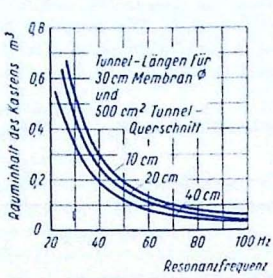


Bild 8

Die Masse-Wirkung der Gehäuseöffnung wird dadurch unterstützt, daß man diese Öffnung zu einem Tunnel ergänzt. Hierbei läßt sich die Abstimmung mit Hilfe der Länge des Tunnels durchführen. **Bild 8** veranschaulicht das.

Bedeutung der Eigenresonanz des Lautsprechersystems

Vielfach liest man, die Resonanzfrequenz des Membransystems sei von besonderer Wichtigkeit für die untere Grenze des abzustrahlenden Frequenzbandes. Dies trifft nur dort zu, wo die Resonanz lediglich schwach gedämpft ist. Bei mehreren, in dieselbe Schallwand oder in dasselbe Gehäuse unmittelbar nebeneinander angeordneten, gleichphasig betriebenen Lautsprechern, oder bei Verwenden eines passenden Gehäuses (TELEFUNKEN-**Eckenlautsprecher**), wird die Strahlungsdämpfung so weit erhöht, daß dies ein sehr erhebliches Abflachen der Lautsprecherresonanz ergibt. Damit erhöht sich der Wirkungsgrad der Schallabstrahlung in dem unter der Resonanzfrequenz liegenden Frequenzbereich (ungefähr eine Oktave) erheblich. Die Dämpfung der Lautsprecherresonanz ist hierbei

so stark, daß die ihr entsprechende Anhebung der Lautsprecher-Impedanzkennlinie nahezu verschwindet **(Bild 9)**. Zusätzliche Dämpfung ergibt sich durch kleinen Innenwiderstand der Verstärker-Endstufe. Ihn erzielt man durch passende Gegenkopplung.

Aufbau

Gehäuse und Schallwände sollten so stabil ausgeführt werden, daß sie auch bei den tiefsten Frequenzen noch nicht nennenswert mitschwingen. Besonders günstig ist deshalb die in **Bild 10** dargestellte Konstruktion des TELEFUNKEN-Eckenlautsprechers. Hierbei wird eine Ecke des Wiedergaberaumes für das Gehäuse mit ausgenutzt.

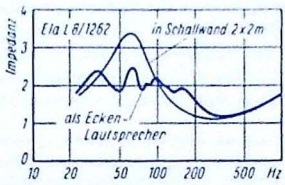
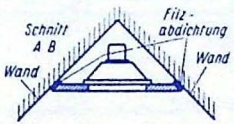
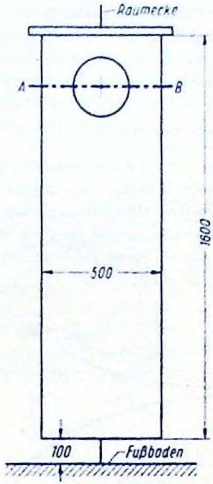


Bild 9



Grundriß



Vorderansicht

Bild 10

Exponentialtrichter

Ein nichtgeknickter Exponentialtrichter hat, wenn die untere Grenzfrequenz niedrig liegt, recht große Abmessungen **(Bild 11)**. Hierzu gilt nämlich:

Die untere Grenzfrequenz eines Exponentialtrichters ist damit gegeben, daß der Umfang des Trichterrandes ungefähr mit der Wellenlänge zu dieser Frequenz übereinstimmt. Die Trichterlänge wird hierdurch indirekt festgelegt: Der halbe Trichteröffnungswinkel darf zu diesem Umfang nicht größer sein als etwa 45°. In Bild 11 beträgt der halbe Öffnungswinkel 45°. Außerdem hängt die Zunahme des Trichterquerschnitts-Halbmessers (mit wachsender Entfernung vom Trichtermundstück) von der unteren Grenzfrequenz ab.

Exponentialtrichter werden vor allem in Verbindung mit Kompressor-Systemen benutzt. Solche Systeme arbeiten mit hohem Wirkungsgrad. Die Resonanzfrequenz des Membransystems legt man in die (geometrische) Mitte des Frequenzbandes. Man wendet eine Drucktransformation an: Die Membran hat eine verhältnismäßig große Fläche. Vor der Membran befindet sich ein Kompressionsraum geringer Höhe. Von diesem aus gehen die Schallwellen über einen ringförmigen Kanal oder über eine Mehrzahl von Kanälen nach dem Mundstück, dessen Querschnitt wesentlich kleiner ist als die Membranfläche **(Bild 12)**. Das Mundstück leitet in den Trichter über.

Mit der Entfernung l (längs der Trichterachse) vom Mundstück mit dem Radius R_0, der Schallgeschwindigkeit c und der unteren Kreis-Grenzfrequenz ω_u ergibt sich der zu l gehörende lichte Trichterradius R zu

$$R = R_0 \cdot e^{\frac{\omega_u}{c}}$$

Abstrahlen der Höhen

Der Schall aus Lautsprechern mit üblichen Membranen wird um so stärker gebündelt, je höher seine Frequenz ist. Dabei wirkt dem Zunehmen der Bündelung folgende Tatsache etwas entgegen: Mit wachsander Frequenz beschränken sich die Membranbewegungen mehr und mehr auf die mittlere Membranfläche. Die äußeren Teile der Membran koppeln sich mit steigender Frequenz allmählich von dem Antrieb ab.

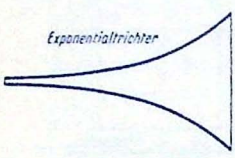


Bild 11

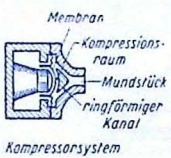


Bild 12

Bild 13

Damit der Wiedergabeschall etwa ebenso wie der Originalschall im Raum verteilt wird, muß man der Bündelung, die für die Höhen stattfindet, entgegenwirken.

Ein Mittel besteht im Anwenden von Zerstreuungskörpern oder akustischen Linsen, die beide vor der Membran angeordnet werden.

Ein zweites Mittel ist damit gegeben, der Membran eine konvexe Form zu geben und so das Abstrahlen von Kugelwellen zu erreichen.

Ein drittes Mittel hat man im gemeinsamen Verwenden mehrerer Lautsprecher. Diese werden so eingebaut, daß sie insgesamt einen um die Lautsprecherzahl vervielfachten

Raumwinkel mit Schall versorgen, wie der einfache Lautsprecher das vermag. Um auf solche Weise den Schall nach allen Seiten einigermaßen gleichmäßig strahlen zu können, braucht man eine größere Zahl von Einzelsystemen.

Eine nennenswerte Bündelung ist schon für Frequenzen ab etwa 1 kHz vorhanden. Folglich muß man bereits bei mittleren Frequenzen mit Gegenmaßnahmen beginnen.

Beabsichtigte Schallbündelung

Während man für kleinere Wiedergaberäume die Schallbündelung zweckmäßigerweise bekämpft, ist es gut, sie für Darbietungen im Freien und für Schallwiedergabe in halligen Räumen auszunutzen. Die hierfür günstige Schallbündelung erreicht man mit Strahlergruppen, die für den Einsatz im Freien unter der Bezeichnung Tonsäulen bekannt sind. Sie enthalten eine Vielzahl von Lautsprechersystemen, die als „gerade Gruppe" angeordnet sind **(Bild 13)**. Gebündelt wird der Schall in die Gruppen-Mittelebene. Meist will man waagerechte Flächen beschallen, so daß die Gruppe einigermaßen senkrecht (schwach nach vorn geneigt, etwa gemäß **Bild 14**) anzuordnen ist.

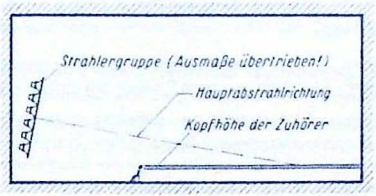


Bild 14

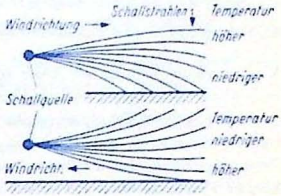


Bild 15

Strahlergruppen in geschlossenen Räumen

Allgemein sollen sie dort möglichst gleichmäßige Schallverteilung über die ganzen für die Zuhörer vorgesehenen Plätze erreichen und unerwünschte Reflexionen vermeiden lassen. Man bringt die Strahlergruppe einigermaßen hoch an und neigt sie derart, daß ihre Mittelebene etwa in das letzte Drittel der Zuhörerreihen trifft. So erreicht man infolge der Gruppen-Richtwirkung eine fast gleiche Lautstärke für alle Reihen (Bild 14).

Notwendig wird das Anwenden von Strahlergruppen dort, wo in halligen Räumen (Kirchen) eine hohe Sprachverständlichkeit erzielt werden soll und wo man die Nachteile zahlreicher, verteilt angeordneter kleiner Lautsprecher nicht in Kauf nehmen möchte. Auch hierfür wird die Strahlergruppe in der beschriebenen Weise angebracht. Indem man sie über dem Redner (notfalls auch neben ihm) anordnet, kommt der Schall der Strahlergruppe für die Zuhörer etwa aus der gleichen Richtung wie der Originalschall des Redners selbst. Der Eindruck, der gesamte Schall stamme aus dem Mund des Redners,

ist dadurch zu erzielen, daß man die Strahlergruppe in etwas größerer Entfernung von den Zuhörern anbringt als es dem Standort des Redners entspricht. Selbstverständlich muß man hier den Laufzeitunterschied zwischen dem Redner- und dem Lautsprecherschall richtig wählen und die von der Verstärkeranlage auf die Strahlergruppe gegebene Leistung vorsichtig bemessen. Dafür gibt es zwei Gründe: Erstens wirkt eine zu laute Wiedergabe auch bei bester Qualität nicht mehr so, als ob der Schall vom Redner selbst käme. Zweitens steigen die Gefahr akustischer Rückkopplung mit der Höhe der abgegebenen Schalleistung und die Gefahr des Doppelhörens mit wachsendem Laufzeitunterschied.

Das gemeinsame Betreiben mehr als einer Strahlergruppe in demselben halligen Raum ist nur dann zu empfehlen, wenn von einer Stelle aus nach verschiedenen Richtungen gestrahlt werden soll.

Bringt man nämlich mehrere Strahlergruppen innerhalb eines halligen Raumes in größeren Abständen voneinander an, so wird damit der Einfluß der Halligkeit erhöht und demgemäß die Eigenschaft der Strahlergruppen, der Auswirkung der Halligkeit entgegenzuarbeiten, gemindert.

Strahlergruppen und Tonsäulen im Freien

Hier verwendet man sie vor allem zum gleichmäßigen Beschallen großer Flächen, da bei erhöhter Anordnung, also mit einer etwas nach unten geneigten Schall-Abstrahlrichtung (entsprechend Bild 14) infolge der Gruppenrichtwirkung die Lautstärke in Gruppennähe geringer ist, als es bei Verwendung von Einzelsystemen der Fall wäre. In größerer Entfernung tritt das anzustrebende Gegenteil ein: Die Gruppe ist wegen der Schallbündelung dort lauter zu hören als ein mit gleicher Leistung betriebenes Einzelsystem.

Schallstrahlenkrümmung

Die Schallstrahlen werden gekrümmt, wenn sich die Schallgeschwindigkeit quer zur Fortpflanzungsrichtung ändert. Die Schallstrahlen schwenken nach der Seite der niedrigeren Schallgeschwindigkeit. Als Ursachen eines Gefälles der Schallgeschwindigkeit kommen vor allem Wind und Temperatur in Betracht.

Bei Wind ist die Luftbewegung in einiger Höhe stärker als am Erdboden. Das bedeutet in Windrichtung mit wachsender Höhe größere Fortpflanzungsgeschwindigkeit des Schalles. Die Schallstrahlen krümmen sich somit in Windrichtung gegen die Erdoberfläche (**Bild 15** oben). Das gibt erhöhte Schallreichweite. Gegen die Windrichtung nimmt die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Schalles mit wachsender Höhe über dem Boden ab. Daraus folgt eine Schallstrahlenkrümmung nach oben und damit verminderte Reichweite (Bild 15 unten). Ist die Luft unten kälter als oben, so gehört dazu unten die geringere Schallgeschwindigkeit. Die Schal strahlen krümmen sich nach unten. Das gibt große Reichweite (Bild 15 oben).

Ist die Luft unten wärmer als oben, so geht die Schallstrahlenkrümmung nach oben. Die Schallreichweite fällt kleiner aus (Bild 15 unten).

Einflüsse der Krümmung nach oben werden um so geringer, je höher man die Schallquelle über der zu versorgenden Fläche anordnet. (Beispiel: große Reichweite des Flugzeugschalles.)

Der Einfluß des Wetters (Wind, Temperatur) auf die Schallreichweite ist sehr beträchtlich. Er macht sich vor allem bei Schallübertragungen über mehr als etwa 150 m bemerkbar, falls die Schallquelle nur wenige Meter über dem Boden angeordnet wird.

Doppler-Effekt und Intermodulation

Dopplereffekt bedeutet, daß die Bewegung einer Schallquelle parallel zu ihrer Schallabstrahlrichtung die Schallfrequenz beeinflußt: Die Frequenz steigt bei Bewegung in der Abstrahlrichtung und sinkt bei Bewegung in entgegengesetzter Richtung. Erklärung: Vermindert sich der Abstand zwischen Schallquelle und Schallempfänger, z. B. je Sekunde um 20 m, so treffen für 40 cm Wellenlänge je Sekunde am Empfänger 20:0,4 = 50 Wellen mehr ein als bei gleichbleibendem Abstand. 40 cm Wellenlänge ist zu einer Schallgeschwindigkeit von 340 m/s gleichbedeutend mit 340 m/s:0,4 m = 850 Hz. Infolge der Abstandsabnahme ist die Frequenz für den Empfänger 850 Hz + 50 Hz = 900 Hz.

Doppler-Effekt tritt bei Lautsprechern auf, wenn tiefe Töne mit großen Amplituden gleichzeitig mit hohen Tönen von derselben Membran abgestrahlt werden.

Unter Intermodulation des Schalles ist gegenseitige Modulation gemeinsam abgestrahlter Schallwellen zu verstehen. Nichtlineare Zusammenhänge sind die Ursache.

Intermodulation ergibt sich ebenfalls bei großen Amplituden: Hierbei überschreitet die Triebspule des Lautsprechersystems die Grenzen des Bereiches, in dem das die Triebspule beeinflussende Magnetfeld als homogen angesehen werden darf.

Das Strahlergruppenprinzip führt — wegen der dabei benutzten größeren Lautsprecherzahlen und wegen der hohen Strahlungsdämpfung für die tiefen Frequenzen — zu weitaus kleineren Amplituden der Triebspule als sonst. Dadurch wird die Auswirkung des Dopplereffektes auf ein belangloses Maß herabgesetzt und die Intermodulation praktisch verhütet.

Die geringen Lautsprecherverzerrungen folgen aus der für die Strahlergruppen sich ergebenden, verhältnismäßig großen Lautsprecher-Gesamtleistung: Übersteigt die Lautsprecherleistung die Verstärkerleistung erheblich, so reichen geringe Membranauslenkungen zum Erzeugen ausreichender Schalleistungen aus, wozu auch der aus der großen Gesamtmembranfläche folgende gute Tiefen-Wirkungsgrad beiträgt. Bei geringen Membranauslenkungen geht die Lautsprechertriebspule kaum über den homogenen Teil des Magnetfeldes hinaus. Außerdem bleibt so der Doppler-Effekt ohne praktische Auswirkung. Auf beides gründet sich die überraschend saubere und klare Wiedergabe der Strahlergruppen, der Tonsäulen und des TELEFUNKEN-Eckenlautsprechers.

Nf-Ausgangstransformator für Röhren-Endstufen

Ersatzschaltung

Der Ausgangstransformator besteht aus Eisenkern und Wicklungen. Die Wicklungen weisen Drahtwiderstände und Induktivitäten auf. Die Querinduktivität stellt den Weg für den Magnetisierungsstrom dar. Die Streuinduktivitäten gehören zu den Einzelwicklungen. Ersatzschaltungen zeichnet man für die auf das Übersetzungsverhältnis 1 : 1 umgerechneten Übertrager. **Bild 1** veranschaulicht Ersatzschaltungen des Einfach- und Gegentakttransformators. Dort sind Wicklungskapazitäten und Eisen-Verlustwiderstand vernachlässigt, was meist zulässig ist.

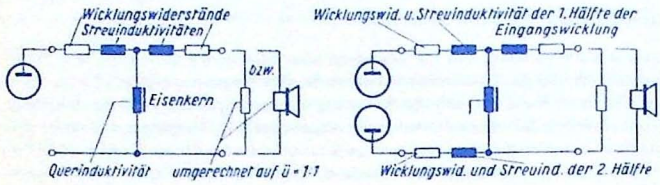


Bild 1

Eisenquerschnitt Q_E

Der Eisenquerschnitt muß an die Transformator-Eingangsleistung N_1 angepaßt werden. Für Q_E in cm² und N_1 in W bzw. VA gilt für eine untere Grenzfrequenz von 50 Hz, einen Felddichte-Scheitelwert im Eisen von 4 kG und eine Stromdichte von 0,5 A/mm²:

$$Q_E \approx \sqrt{4\,P_1} \qquad \textbf{(Bild 2)}$$

oder, wenn man die untere Grenzfrequenz f_u (in Hz) besonders berücksichtigen möchte:

$$Q_E \approx \sqrt{200\,P_1 : f_u}$$

Felddichte-Scheitelwert B

Mit Rücksicht auf sonst zu hohe Verzerrungen darf diese Felddichte (Induktion) B im Eisen nicht zu groß gewählt werden. Vor allem für Übertrager ohne Vormagnetisierung des Eisens ist der Wert der Felddichte mitbestimmend für die Windungszahl der Eingangswicklung.

Für nicht gegengekoppelte Transformatoren sollten Felddichte-Scheitelwerte von etwa 4000 Gauß nicht wesentlich überschritten werden. Für gegengekoppelte Transformatoren sind 6000 Gauß bis ungefähr 8000 Gauß zulässig.

Die Querinduktivität L_q

L_q wird in H für den in sich geschlossenen, nicht vormagnetisierten Eisenkern durch Quadrat der Eingangswindungszahl w_1, Eisenquerschnitt Q_E in cm², Eisenweglänge des Feldes l_E in cm und relative Permeabilität des Eisens μ_r (meist mit 700 angenommen; siehe zu fehlender Vormagnetisierung im übrigen Bild 5) so bestimmt:

$$L_q = w_1^2\, 0{,}4\,\pi\, \frac{Q_E \cdot 10^{-8}}{l_E} \cdot \mu_r = w_1^2 \cdot L_0$$

Luftspalt und Vormagnetisierung vermindern die Induktivität L_q, was man durch den Faktor γ ausdrückt, der zu L_0 hinzukommt. Also gilt allgemein für Luftspalt und/oder Vormagnetisierung:

$$L_q = w_1^2 \cdot L_0 \cdot \gamma$$

Darin bedeuten L_0, wofür man auch das Formelzeichen A_L findet, die Induktivität ohne Vormagnetisierung bezogen auf eine Windung (**„Induktivitätskonstante"**) und γ den Reduktionsfaktor, der den Einfluß des Luftspaltes und der **Vormagnetisierung** berücksichtigt **(Bild 3).**

Für den nicht vormagnetisierten Transformator gilt

$$\gamma = \frac{1}{1 + \mu_r \cdot \delta/l_E} = \frac{1}{1 + \mu_r/\alpha}$$

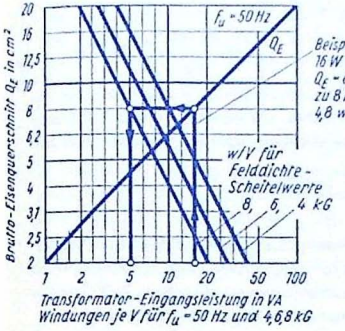


Bild 2

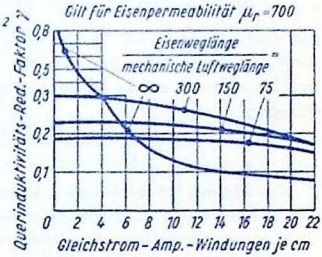


Bild 3

Hierin bedeutet δ die **„wirksame Luftspalt-Weglänge"**. Die so bezeichnete Länge ist etwas geringer als die tatsächliche (mechanische) Länge, da sich an den Luftspalträndern ein Streufeld ausbildet. Dieses verbreitert für den Luftspalt den Feldquerschnitt und ver-

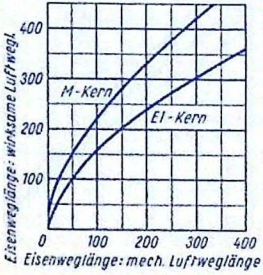


Bild 4

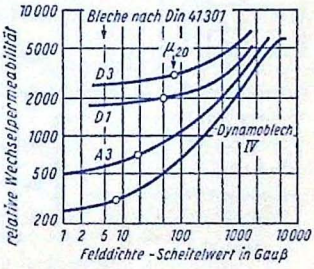


Bild 5

mindert so den magnetischen Widerstand des Luftspaltes. Dem geringeren magnetischen Luftspaltwiderstand kann man unter Annahme des dem Eisenquerschnitt gleichbleibenden Luftspaltquerschnittes eine entsprechend geringere Luftspalt-Weglänge zuordnen. Damit ergibt sich an Stelle des durch die (mechanischen) Abmessungen gegebenen Längenverhältnisses ein größeres wirksames Verhältnis a = Eisenweglänge geteilt durch die wirksame Luftweglänge **(Bild 4)**, das der weiteren Rechnung zugrunde zu legen ist.

Eingangswindungszahl w_1

Für nichtvormagnetisiertes Eisen **(Bild 5)** berechnen wir w_1 — bezogen auf 1 Volt Eingangswechselspannung U_1 (Scheitelwert) — aus dem Eisenquerschnitt Q_E, der Feldichte B im Eisenkern und der tiefsten Frequenz f_u (meist 50 Hz) mit:

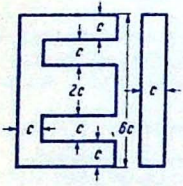
$$\frac{w_1}{U_1} = \frac{10^8}{2\pi f_u \cdot B \cdot Q_E} \approx \frac{16 \cdot 10^6}{f_u \cdot B \cdot Q_E} \quad \text{oder}$$

für $B = 4...8$ kG und für $f_u = 50$ Hz $\qquad \frac{w_1}{U_1} \approx \frac{80...40}{Q_E}$ (Bild 2)

Für vormagnetisiertes Eisen ist die Querinduktivität L_q maßgebend: Der zugehörige induktive Widerstand soll für die tiefste Frequenz f_u das 0,7...1,3fache des an der Röhre geltenden Wertes des Belastungswiderstandes R_a betragen. Dem entspricht:

$$w_1 \geqq \sqrt{\frac{(0{,}7...1{,}3)\ R_a\,\Omega}{2\pi f_u \cdot L_0 \cdot \gamma}} \approx \sqrt{\frac{(100...200)\ R_a\,k\Omega}{f_u \cdot L_0 \cdot \gamma}}$$

Die Eisenweglänge gilt bei zwei parallel geschalteten Eisenwegen, wie sie beim El-Schnitt **(Bild 6)** vorhanden sind, nur für einen Weg. Die Luftspalt-Weglänge ist beim M-Schnitt nur in einer Luftstrecke gegeben. Beim El-Schnitt liegen zwei Luftspalte in Reihe. Hier ist also der Abstand zwischen beiden Teilen des Eisenkernes doppelt zu rechnen.



Fensterfläche $3c^2$
Eisenweglänge $12c$
Eisenquerschnitt:
$4c^2$ oder $5c^2$
Induktivität je Windung in nH
mit c in cm;
4,2c oder 6,3c

Bild 6

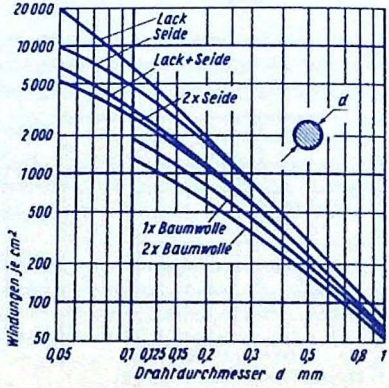


Bild 7

Eisen-kern	Maß c	l_E	Q_E	$\frac{\mu_0 \cdot Q_E}{l_E}$	$\frac{l_0}{(\mu_T = 700)}$	A_f	Windungslänge cm			Kühlende Oberfläche	Leistung zu l_u 50 Hz	Wdg./V Scheitelwert zu f_u = 50 Hz	
El	mm	cm	cm^2	nH	µH	cm^2	mittel	oben	unten	cm^2	VA	4 kG	8 kG
48	8	9,6	2,6	3,4	2,4	1,9	9,6	11,2	8,0	84	1,7	30	15
54	9	10,7	3,2	3,8	2,7	2,4	10,8	12,5	9,0	107	2,5	25	12
60	10	12,0	4,0	4,2	2,9	3,0	12,0	14,0	10,0	132	4	20	10
66	11	13,2	4,9	4,6	3,2	3,6	13,2	15,3	11,0	160	6	16	8
78a	13	15,6	6,8	5,5	3,8	5,1	15,6	18,0	13,1	223	11	12	6
78b	13	15,6	10,1	8,3	4,4	5,1	18,2	20,6	15,7	260	16	8	4
84a	14	16,8	7,8	5,9	4,1	5,9	17,0	19,5	14,5	295	15	10	5
84b	14	16,8	11,7	8,9	6,2	5,9	19,8	22,3	17,3	330	22	6,8	3,4

Windungszahl w_2 der Ausgangswicklung

Der Widerstand wandelt sich entsprechend dem Quadrat des Windungszahlenverhältnisses. Somit ergibt sich die Windungszahl w_2 der Ausgangswicklung aus der Gesamtwindungszahl w_1 der Eingangswicklung, dem für die Röhrenseite geltenden Belastungswiderstand (Außenwiderstand) R_a und dem an die Ausgangswicklung angeschlossenen Belastungswiderstand (Lautsprecherwiderstand) R_L zu:

$$w_2 = w_1 \sqrt{\frac{R_L}{R_a}}$$

Drahtdurchmesser

Infolge des Anoden-Gleichstromes ist die Stromdichte in der Eingangswicklung größer als in der Ausgangswicklung. Das gilt vor allem für A-Betrieb. Bei diesem kann es von Vorteil sein, der Eingangswicklung den größeren Teil der Fensterfläche zuzuordnen.

Im übrigen wird man für Eingangs- und Ausgangswicklung ungefähr gleiche Teile der Fensterfläche vorsehen.

Für die Drahtstärke der einzelnen Wicklung gilt mit d Drahtdurchmesser in mm, ε Bruchteil der Fensterfläche, wie er für die Wicklung vorgesehen ist, A_f Fensterfläche in cm^2 und w die Windungszahl der Wicklung

$$d = (0{,}9 \ldots 1{,}1) \cdot \sqrt{\frac{50\, A_f}{w} \cdot \varepsilon}$$

0,9 gilt für Wicklungen, an denen hohe Spannungen herrschen, 1,1 für dickdrähtige Wicklungen, zu denen nur geringe Spannungen gehören.

Eine gewisse Kontrolle für die richtige Wahl der Drahtstärke läßt sich daraus gewinnen, daß man aus Strom und Querschnitt die **Stromdichte** berechnet. Diese darf für kleine

Transformatoren etwa 2,5 A/mm^2 und für große Transformatoren ungefähr 1,5 A/mm^2 nicht wesentlich übersteigen. Eine weitere Kontrolle läßt sich durch Vergleich der reinen Wicklungsfläche mit den Angaben in **Bild 7** durchführen.

Wicklungsausführung und Streuinduktivitäten

Je weiter man mit dem Übertragungsbereich an die obere Grenze des Hörbereiches herankommen will, desto geringer muß man die Streuinduktivitäten machen. Das erreicht man durch sinnvolles Aufteilen, Zusammenschalten und Ineinanderschachteln der einzelnen Wicklungen. Insbesondere wird man Wicklungen mit verhältnismäßig wenigen Windungen doppelt oder vierfach ausführen und die Teile parallel schalten. Die eine Wicklung wird hierbei innen und die andere außen angeordnet.

Bild 8 gibt ein Beispiel für eine erprobte Wicklung, die auf zwei Kammern des Spulenkörpers verteilt ist. Das Bild 8 bezieht sich auf das Rechenbeispiel für den Gegentakttransformator. Bei dieser Wicklung sind nicht nur die Streuinduktivitäten, sondern auch die schädlichen Wicklungskapazitäten so klein wie möglich gehalten.

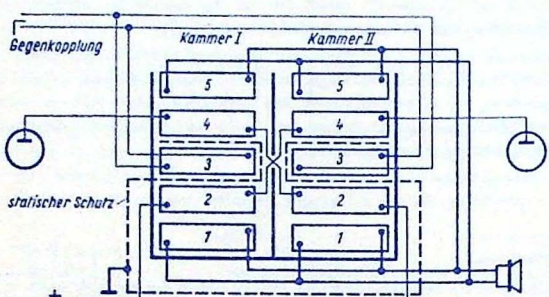


Bild 8

Beispiel: Ausgangstransformator für Eintakt-Endstufe

Der Transformator sei für eine EL 84 zu bemessen. Für diese gilt laut Röhrendaten R_{a} = 5,2 kΩ, I_a = 48 mA; P_a = 5,7 W. Der Lautsprecherwiderstand sei mit 5 Ω in Rechnung zu setzen. Der Eisenkern-Querschnitt muß zu 5,7 W — gemäß Bild 2 — zu f_u = 50 Hz etwa 4,8 cm^2 betragen. Wir wählen hierzu den Eisenkern EI 66 mit 4,9 cm^2 und Eisenweglänge 13,2 cm (siehe im übrigen die Tabelle).

Da es sich um eine Eintakt-Endstufe handelt, ist der Eisenkern vormagnetisiert und muß mit einem Luftspalt ausgeführt werden. Wir wählen das Verhältnis „Eisenweglänge: wirksame Luftweglänge" mit 150. Als Gleichstromvormagnetisierung nehmen wir probeweise 20 AW/cm an. Aus der Tabelle erhalten wir zu EI 66 die Induktivitätskonstante $L_0 = 3{,}2 \cdot 10^{-6}$ H. Davon gilt wegen der Vormagnetisierung (Bild 3) das 0,2 fache.

Hieraus errechnen wir (für $f_u = 50$ Hz, $\omega_u = 314$ und $\omega_u \cdot L_q \approx 1{,}1\ R_a$) die

Eingangswindungszahl $w_1 = \sqrt{\frac{1{,}1}{314} \cdot \frac{5200}{3{,}2 \cdot 0{,}2 \cdot 10^{-6}}} \approx 5350$

Mit dieser Windungszahl und dem gegebenen Anodenruhestrom rechnen wir die Gleichstromvormagnetisierung nach und erhalten nur $5{,}35 \cdot 48 : 13{,}2 \approx 19$ AW/cm an Stelle der angenommenen 20 AW/cm. Somit ergibt sich eine etwas höhere Induktivität.

Das Übersetzungsverhältnis folgt aus: $\sqrt{5200 : 5} \approx 32 : 1$. Hiermit gewinnen wir aus der Eingangswindungszahl die Ausgangswindungszahl zu $5350 : 32 \approx 170$.

Diese Wicklung wollen wir doppelt ausführen, um die Streuung herabzusetzen. Das bedeutet 2×170 Windungen. Es werden 170 Windungen unter w_1 und 170 Windungen über w_1 gewickelt. Beide Wicklungshälften werden parallel geschaltet.

Wir berechnen nun die Drahtdurchmesser. Für die Eingangswicklung wählen wir in der Formel wegen der relativ hohen Spannung den Faktor 0,9. Für die Ausgangswicklung ist die Spannung wesentlich geringer, weshalb wir hier den Faktor 1,1 benutzen. Wir wollen von dem gesamten Wickelraum 60% für die Eingangswicklung und 40% für die Ausgangswicklung vorsehen ($r_1 = 0{,}6$, $r_2 = 0{,}4$). Hiermit ergibt sich zu der Fensterfläche 3,6 cm²:

Eingangswicklung: $d_1 = 0{,}9 \cdot \sqrt{\frac{50 \cdot 3{,}6}{5350}} \cdot 0{,}6 \approx 0{,}13$ mm

Ausgangswicklung: $d_2 = 1{,}1 \cdot \sqrt{\frac{50 \cdot 3{,}6}{340}} \cdot 0{,}4 \approx 0{,}5$ mm

Beispiel: Ausgangstransformator für Gegentakt-Endstufe

Der Transformator sei für zwei EL 84 zu bemessen. Die Endstufe soll im A-Betrieb arbeiten. Anoden- und Schirmgitterspannungen betragen 250 V. Hierzu gehören: Anodenruhestrom 42 mA; Höchstwert der Wechselspannung etwa 440 V (für beide Röhren zusammen); gesamte Wechselstromleistung 9,2 W; R_a je Röhre 5 kΩ. Der Lautsprecherwiderstand ist mit 5 Ω in Rechnung zu setzen.

Zu den 9,2 W finden wir in Bild 2 einen Mindestquerschnitt des Eisenkerns von 6 cm². Hier soll ein Eisenkern EI 78a gewählt werden. Dessen Eisenkernquerschnitt beträgt 6,8 cm². Wir wollen für das Eisen einen Felddichte-Höchstwert von 8000 Gauß zulassen. Dazu gehören gemäß Bild 2 für den gewählten Eisenkern etwa 5,5 Windungen je Volt. Die Spannung beträgt 440 V. Somit bekommen wir als Windungszahl der gesamten Eingangswicklung $440 \cdot 5{,}5 \approx 2400$.

Der Abschlußwiderstand je Röhre ist mit 5 kΩ gegeben. Das entspricht 10 kΩ für die gesamte Eingangswicklung. Auf diesen Wert muß der Lautsprecherwiderstand von 5 Ω gewandelt werden. Das ergibt das Übersetzungsverhältnis von $\sqrt{10\,000 : 5} \approx 45 : 1$ und die Windungszahl der Ausgangswicklung mit $2400 : 45 \approx 54$.

Der Transformator soll außer Eingangswicklung und Ausgangswicklung eine Gegenkopplungswicklung erhalten. Als Höchstwert der Gegenkopplungsspannung ist 1 V verlangt. Dazu gehört eine Windungszahl von $5{,}5 \approx 6$.

Nun die Drahtdurchmesser: Für die Eingangswicklung wählen wir den Faktor 0,9, für die anderen Wicklungen den Faktor 1,1. Die Eingangswicklung umfasse 55% des Wickelraumes, die Ausgangswicklung 40% und die Gegenkopplungswicklung 5%. Hierzu gilt mit $A_f = 5{,}1\ cm^2$ (aus Tabelle), wovon wir (wegen der Wicklung in zwei Kammern) nur zu 4 cm^2 ansetzen wollen:

Drahtdurchmesser für Eingangswicklung

$$= 0{,}9 \cdot \sqrt{\frac{50 \cdot 4}{2400}} \cdot 0{,}55 \approx 0{,}21\ mm \qquad \text{wir wählen } 0{,}2\ mm$$

Drahtdurchmesser für Ausgangswicklung: Die Ausgangswicklung wird aus vier parallel zu schaltenden Teilen gebildet. Das bedeutet $4 \times 54 = 216$ Windungen. Also Drahtdurchmesser

$$= 1{,}1 \cdot \sqrt{\frac{50 \cdot 4}{216}} \cdot 0{,}4 \approx 0{,}61\ mm \qquad \text{wir wählen } 0{,}6\ mm$$

Drahtdurchmesser für Gegenkopplungswicklung: gewählt 0,1 mm (zwei Wicklungsteile parallel).

Wickelvorschrift. Je Kammer ist zu wickeln:

Isolation	1 × LPP 0,1
Wicklung 1	54 Wdg. 0,6 CuL
Isolation	2 × LPP 0,1
Wicklung 2	600 Wdg. 0,2 CuL
	nach jeder Lage 1 × LPP 0,06.
	In Kammer 1 rechts herum, in Kammer 2 links herum wickeln.
Isolation	2 × LPP 0,1
stat. Schutz	1 Lage Cu-Folie 0,06 mm
Isolation	1 × LPP 0,1
Wicklung 3	9 Wdg. 0,1 CuL
Isolation	1 × LPP 0,1
stat. Schutz	1 Lage Cu-Folie 0,06 mm
Isolation	2 × LPP 0,1
Wicklung 4	600 Wdg. 0,2 CuL
	nach jeder Lage 1 × LPP 0,06.
	In Kammer 1 links herum, in Kammer 2 rechts herum wickeln.
Isolation	2 × LPP 0,1
Wicklung 5	54 Wdg. 0,6 CuL
Isolation	1 × LPP 0,1.

Wicklungen 1, 3 und 5 in beiden Kammern im selben Wickelsinn wickeln. Wicklungen 1 und 5 beider Kammern nach Bild 8 untereinander parallel schalten (Lautsprecherwicklung = 4 parallelgeschaltete Teile).
Wicklung 2 der linken Kammer in Reihe mit Wicklung 4 der rechten Kammer und Wicklung 2 der rechten Kammer in Reihe mit Wicklung 4 der linken Kammer. Enden der Wicklungen 4 werden an die Anoden, Anfänge der Wicklungen 2 werden zusammengeschaltet (Zuführung der Anodenspannung). Wicklungen 3 beider Kammern parallel geschaltet.

Netztransformator

Netzwicklung

Um den Anschluß an Netzspannungen verschiedener Höhe zu ermöglichen, wird die Netzwicklung mit Anzapfungen versehen (**Bild 1**). Falls es sich nur um zwei Spannungen im Verhältnis 2:1 handelt, kann man den Wickelraum besser mit einer in zwei gleiche Teile gegliederten Wicklung ausnutzen (**Bilder 2** und **3**). Die Spannungen 110 V, 130 V, 150 V, 220 V, 240 V und 260 V lassen sich in ähnlicher Weise mit je zwei Wicklungsteilen für 110 V und 20 V berücksichtigen.

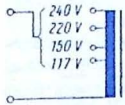


Bild 1

Bild 2

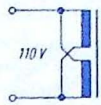


Bild 3

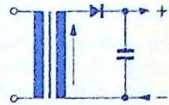


Bild 4

Gleichrichterschaltung

Man verwendet **Einweggleichrichter** (**Bild 4**), **Zweiweggleichrichter** (**Doppelweggleichrichter** oder **Gegentaktgleichrichter**) (**Bild 5**), **Graetzgleichrichter** (**Brückengleichrichter**) (**Bild 6**) und die **Delonschaltung** (auch **Greinacherschaltung** genannt), nämlich eine Spannungsverdopplerschaltung mit mittelangezapftem Ladekondensator, wobei diese Mittelanzapfung an einem Ende der Transformator-Ausgangswicklung liegt, während das andere Ende dieser Wicklung über je ein Ventil (entgegengesetzte Polung) mit den Ladekonsator-Anschlüssen verbunden ist.

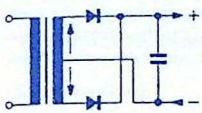


Bild 5

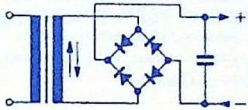


Bild 6

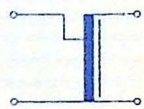


Bild 7

Der **Einweggleichrichter** nutzt jeweils lediglich eine der beiden Halbwellen der Wechselspannung aus. Dabei magnetisiert der Gleichstrom das Transformatoreisen. Der Ladekondensator lädt sich nur während jeder zweiten Halbwelle auf. Der Ladestrom erreicht dabei hohe Werte. Der Einweggleichrichter gestattet das Verwenden eines Spartransformators (**Bild 7**).

Der **Zweiweggleichrichter** verwertet beide Halbwellen der Wechselspannung. Allerdings verlangt er die doppelte Ausgangswicklung, deren jede Hälfte immer nur für die eine der beiden Halbwellen in Betracht kommt. Damit wird die Ausgangswicklung nur halb ausgenutzt. Die magnetisierenden Wirkungen der über den Transformator fließenden Gleichströme heben sich hier gegenseitig auf. Bei Transformatoren mit zwei bewickelten Schenkeln muß jede Ausgangswicklungshälfte auf beide Schenkel aufgeteilt werden.

Der **Graetzgleichrichter** bietet mehr Vorteile. Die hier aus nur einem Teil bestehende Ausgangswicklung wird während jeder Halbwelle von Strom durchflossen, womit eine

Gleichstrommagnetisierung des Transformatoreisens unterbleibt. Beides ergibt mit dem Graetzgleichrichter für gegebenen Netztransformator-Aufwand eine höhere Belastbarkeit und etwas geringere Spannungsabfälle für die Anodenwicklung als mit Ein- und Zweiweggleichrichter. Ein Nachteil des Graetz-Gleichrichters ist es, daß — bei Erdung eines Pols der Gleichspannung — die Sekundärwicklung, aus der der Gleichrichter gespeist wird, nicht geerdet werden kann. Das führt in seltenen Fällen zu kapazitiven Oberwellenstörungen, deren Übergang auf das Netz durch die Schutzwicklung verhindert werden muß. Für höhere Gleichspannungen stört nicht nur die dafür mehr ins Gewicht fallende Unmöglichkeit der unmittelbaren Erdung der Wicklung, sondern auch der verhältnismäßig hohe Aufwand für die vier Ventile des Graetzgleichrichters selbst. Im allgemeinen aber überwiegen die Vorteile der Graetzgleichrichter dessen Nachteile.

Der Delongleichrichter bietet im wesentlichen dieselben Vorteile wie der Graetzgleichrichter. Er benötigt aber nur zwei Ventile und nur die halbe Windungszahl der Ausgangswicklung, allerdings einen Ladekondensator, dessen zwei Einzelkondensatoren jeweils die doppelte Kapazität (bei halber Spannung) haben müssen wie der Ladekondensator der Graetzschaltung.

Transformatoreisen und Wicklungsanordnung

Einphasig gespeiste Netztransformatoren baut man mit Drei- und Zweischenkelkernen sowie auch mit Ringkernen.

Vom **Dreischenkelkern** ist der mittlere Schenkel bewickelt. Die beiden anderen Schenkel stellen — zusammen mit den beiden Jochen — gewissermaßen einen Eisenmantel dar. Für solche **Manteltransformatoren** hat man den M-Schnitt (**Bild 8**, kleinere Wandler bis etwa 200 W) und den El-Schnitt (**Bild 9**, größere Wandler ab etwa 200 W).

Die Wicklung wird in der Regel als Röhrenwicklung ausgeführt, wobei man die Netzwicklung innen und die Sekundärwicklungen außen anordnet. Die dickdrähtigen Heizwicklungen liegen am weitesten außen. **Bild 10** zeigt einen Manteltransformator mit der m Schnitt dargestellten Röhrenwicklung.

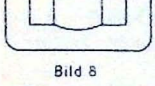


Bild 8

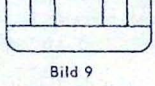


Bild 9

Bild 10

Bild 11

Nur selten verwendet man Scheibenwicklung, bei der sich Primär- und Sekundärwicklung nach Art von Scheiben gegenseitig abwechseln (**Bild 11**). Ihr Anwendungsgebiet sind Transformatoren für hohe Spannungen. Meist ordnet man dafür die beiden Hälften der Netzwicklung in zwei äußeren und die beiden Hälften der Hochspannungswicklung in zwei inneren Scheiben an.

Zweischenkelkerne werden mit einseitiger (**Bild 12**) und zweiseitiger Bewicklung (**Bild 13**) versehen.

Ein Netztransformator nach **Bild 13** heißt — im Gegensatz zum Manteltransformator — **„Kerntransformator"**. Sein Nachteil ist die kompliziertere Wicklung, sein Vorteil eine wesentlich geringere magnetische Ausstreuung als beim Manteltransformator oder beim einseitig bewickelten Zweischenkeltransformator. Der Nachteil der komplizierten Wicklung kann ins Gewicht fallen, wenn größere Zahlen von Anzapfungen und Einzelwicklungen vorgesehen werden müssen. Unbedeutende Ausstreuung (siehe unten: „Streuungen") setzt nämlich voraus, daß die Wicklungssymmetrie für jede Teilwicklung erfüllt ist.

Für besonders kleine Ausstreuung und kleine magnetische innere Streuung verwendet man **Ringkerne (Bild 14)**, deren jeweils aktiven Wicklungsteile ringsum gleichmäßig verteilt sein müssen. Das ist für angezapfte Wicklungen schwer zu erreichen.

Bild 12

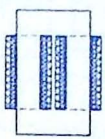


Bild 13

Bild 14

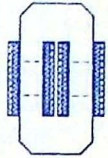


Bild 15

Ein Kerntransformator mit einer dem Ringkerntransformator ähnlich schwachen magnetischen Ausstreuung aber weit geringerem Aufwand ist der Philberth-Transformator. Dieser **(Bild 15)** hat einen Eisenkern, der verstärkte Joche und geeignet lokalisierte, magnetische Widerstände aufweist. Als lokalisierte magnetische Widerstände dienen die geeignet angeordneten, im übrigen aber auch sonst notwendigen Stoßstellen innerhalb der einzelnen Blechlagen.

Schutzwicklung

Sie bildet die elektrische Trennung zwischen Primär- und Sekundärwicklung und besteht entweder in einer Drahtlage (z. B. 0,2 mm CuL), deren eines Ende frei bleibt, während das andere an Masse gelegt wird, oder in einer Kupferfolie (von z. B. 0,05 mm Dicke), die man isoliert überlappen läßt und einseitig an Masse legt.

Streuungen

Beim Transformator hat man drei Arten magnetischer Streuung zu unterscheiden:

Die innere magnetische Streuung, zu der die jeweils nur mit einer Wicklung verketteten Feldanteile gehören und die so die induktiven Spannungsabfälle (Streuspannungen) in den Transformatorwicklungen bewirkt,

die magnetische Ausstreuung, die durch das die Umgebung des Transformators erfüllende, von ihm herrührende Magnetfeld gegeben ist, und

die magnetische Einstreuung, die die auf den Transformator einwirkenden Fremdfelder betrifft.

Ein Transformator, der gegen magnetische Einstreuung wenig empfindlich ist, hat vielfach auch nur geringe Ausstreuung. Bei gleicher Ausstreuung ist jedoch die Empfindlichkeit gegen Einstreuungen im allgemeinen verschieden. Magnetische Einstreuungen in Netztransformatoren sind für die Praxis bedeutungslos.

Die **Bilder 16, 17** und **18** geben Beispiele für die magnetische Ausstreuung von Transformatoren verschiedener Bauart.

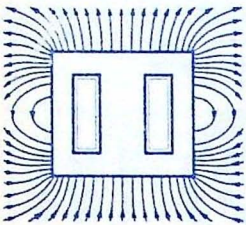


Bild 16

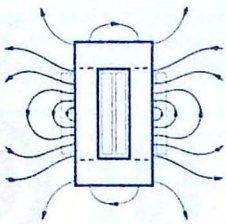


Bild 17

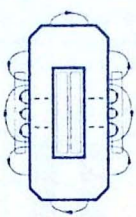


Bild 18

Verwenden gegebener Blechschnitte

Nur in sehr seltenen Fällen wird man kleinere Netztransformatoren, wie sie für Rundfunk- und Fernsehempfänger sowie für übliche Nachrichten- und Meßgeräte in Betracht kommen, mit besonderen Blechschnitten ausführen. Normalerweise verwendet man dafür die normengemäßen Blechschnitte, wie sie im Handel zu haben sind.

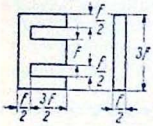
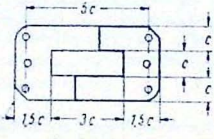
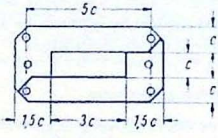


Bild 19



Pu-Schnitt

Bild 20



Pl-Schnitt

Bild 21

Manteltransformatoren führt man für Leistungen bis zu etwa 200 W mit M-Schnitten und für höhere Leistung mit El-Schnitten (z. B. mit der in **Bild 19** gezeigten Form) aus. Mit dem Blechschnitt und der Schichthöhe sind die Daten für 50 Hz-Netztransformatoren, wie Tabelle 1 zeigt, weitgehend festgelegt.

Kerntransformatoren gemäß Bild 15 baut man mit Pu-Schnitten **(Bild 20)** allein (schwächste magnetische Ausstreuung) oder gemischt mit Pl-Schnitten **(Bild 21)**, wobei die Pu-Schnitte für die äußeren Lagen benutzt werden (niedriger Magnetisierungsstrom bei schwacher magnetischer Ausstreuung). Hierzu gehört Tabelle 2.

Kernwerkstoffe

Für M- und El-Kerne verwendet man legiertes Eisenblech mit **Verlustziffern** $V_{10} = 3...1{,}5$ (Verluste in Watt je kg Eisen zu einem Felddichtescheitelwert von 10 Kilogauß bei zeit-

lich sinusförmigem Feldverlauf). Das entspricht den Blechsorten II ... IV mit 0,5 mm Blechdicke. Höhere Verlustziffern ($V_{10} = 3{,}6$, Blechsorte I) kommen lediglich für Leistungen bis rund 10 W in Frage. Ab etwa 50 W sind durchweg Bleche mit geringeren Verlustziffern günstiger ($V_{10} = 2{,}3$, ab ungefähr 300 W noch besser: $V_{10} = 1{,}5$, also Blechsorten III bzw. IV). Siehe hierzu im übrigen Tabelle 1!

Für P-Schnitte kann man wegen der Jochverstärkung und der besonderen Stoßfugenausbildung außer dem warmgewalzten Blech mit Vorteil kornorientiertes, kaltgewalztes Blech verwenden. Die Vorzugsrichtung muß parallel zu den Schenkeln und damit quer zum Joch verlaufen. Um die Eigenschaften des kaltgewalzten Bleches voll zu wahren, ist es hier angebracht, Blechschnitte ohne Schraubenlöcher zu verwenden. Siehe hierzu Tabelle 2! Besonders wirtschaftlich sind P-Kerne mit wechselnden Lagen von Pu-Schnitten aus warmgewalzten Blechen und Pl-Schnitten aus kaltgewalzten Blechen.

Netztransformator-Berechnungsgang

Die wichtigste Grundlage bildet neben der Frequenz die Summe der über den Netztransformator verlangten Leistungen. Die Wechselstrombelastung ergibt sich für die den Gleichrichter speisende Wicklung aus der Gleichstromleistung, wobei die Formfaktoren der Ströme und — bei Einweggleichrichtung — auch die Eisen-Vormagnetisierung von Einfluß sind. Es gilt:

Einweggleichrichter (Bild 4): 2,3 · Gleichstromleistung,

Zweiweggleichrichter (Bild 5): 1,8 · Gleichstromleistung,

Graetzgleichrichter (Bild 6) und Delongleichrichter: 1,4 · Gleichstromleistung.

Aus der Summe der verlangten Leistungen kommt man unter Berücksichtigung des Wirkungsgrades, der für kleinere Transformatoren mit etwa 80% und für größere Transformatoren mit ungefähr 90% anzusetzen ist (vergleiche im übrigen die Tabellen), zu der Primärleistung.

Sie gibt einen Anhaltspunkt für den notwendigen Eisenquerschnitt, wenn man mit der Blechsorte einen bestimmten Felddichte-Scheitelwert im Eisen voraussetzt. Als Blechsorte wählt man normalerweise Dynamoblech III 0,5 mm stark, seltener Dynamoblech IV 0,5 mm stark. Den Scheitelwert der Felddichte setzt man hierzu mit 12000 ... 15000 Gauß, ausnahmsweise auch mit 8000 Gauß an. Falls der geringere Felddichte-Scheitelwert mit Rücksicht auf niedrige magnetische Ausstreuung gewählt werden sollte, tut man gut daran, vergleichsweise die Bauform nach Bild 15 (P-Schnitte) in Betracht zu ziehen. Diese Bauform weist auch bei hoher Felddichte geringe magnetische Ausstreuung auf. Da mit dem Eisenquerschnitt Q_E irgendwie auch das Ausmaß der Fensterfläche des Eisenkernes zusammenhängt, ist außer Primärleistung P, Frequenz f und Felddichte-Scheitelwert B_{max} im Eisen auch noch die Stromdichte i in den Wicklungsdrähten zu beachten. Die höchstzulässige Stromdichte sinkt mit wachsender Transformatorgröße. Anhaltspunkte geben hierfür die Tabellen 1 und 2.

Für den Brutto-Eisenquerschnitt Q_E (= Schenkelbreite × Pakethöhe) gilt

$$\frac{Q_E}{\mathrm{cm}^2} = \sqrt{\frac{14 \cdot P/\mathrm{W}}{\frac{f/\mathrm{Hz}}{10} \cdot \frac{B_{max}/\mathrm{kG}}{10} \cdot \frac{i}{\mathrm{A/mm^2}}}} \qquad \text{worin}$$

Q_E in cm^2, P in W, f in Hz, B_{max} in kG und i in $\mathrm{A/mm^2}$ einzusetzen sind.

Als Faustregel hat man für M- und El-Schnitte:

$$\frac{Q_E}{\text{cm}^2} \approx \sqrt{\frac{P}{\text{W}}}$$

Für P-Schnitte (Bilder 20 und 21) wählt man hiervon zu warmgewalztem Blech etwa das 0,7 fache und zu kaltgewalztem Blech rund das 0,6 fache.

Im übrigen kann man zum Ermitteln von Q_E für die dort angegebenen Blechschnitte die Kennlinien von **Bild 22** oder, noch besser, die Tabellen 1 und 2 verwenden.

Aus dem Eisenquerschnitt folgt die Windungszahl je Volt $\left(\frac{w}{\text{V}}\right)$:

$$\frac{w}{\text{V}} = \frac{240}{\frac{f}{10} \cdot \frac{B_{max}}{10000} \cdot Q_E}$$ worin

f in Hz, B_{max} in Gauß, Q_E in cm² auszudrücken sind.

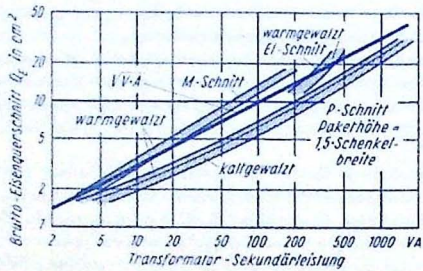


Bild 22

Aus der Windungszahl je Volt ergeben sich die zu wickelnden Windungszahlen durch Vervielfachen mit den Spannungen der einzelnen Wicklungen, wobei man von dem Sollwert der Primärspannung — wegen der im Transformator auftretenden Spannungsabfälle — zunächst etwa 5% abzuziehen hat.

Aus den Windungszahlen und aus den Drahtdurchmessern, die auf Grund der Ströme und der höchstzulässigen Stromdichten mit der Formel

$$d = \sqrt{\frac{I}{780 \cdot i}} \qquad (d \text{ in mm}, I \text{ in mA}, i \text{ in A/mm}^2)$$

und gemäß Tabellen 1 und 2 gewählt werden, gewinnt man den benötigten Netto-Wickelgesamtquerschnitt Q_{w_n}, aus dem sich schließlich die Fensterfläche A_f ergibt.

Der gesamte Kupferquerschnitt q_l eines Wicklungsteiles errechnet sich mit dem Strom I in mA, der Windungszahl w und der Stromdichte i in A/mm² in mm² aus

$$q_l = \frac{I \cdot w}{1000 \cdot i}$$

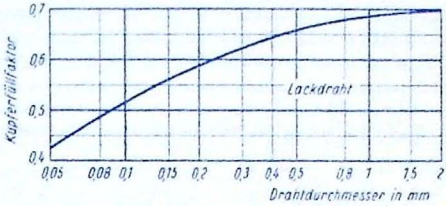


Bild 23

Mit q_l und **Bild 23** erhält man den für den Wicklungsteil benötigten Wickelquerschnitt (innerhalb des Spulenkörpers, ohne Zwischenlagen). Indem man nun noch den Spulenkörper und die Isolationen zwischen den Wicklungsteilen in Rechnung setzt, ergibt sich der Fensterquerschnitt. Überschlägig folgt er daraus, daß man die Summe der durch die zugehörigen Kupferfüllfaktoren (Bild 23) dividierten Wicklungsteil-Kupfer-Gesamtquerschnitte nochmal mit 1,7 vervielfacht.

Auslegung hinsichtlich des Felddichtescheitelwertes

Die im Netztransformator auftretenden Verluste setzen sich zusammen aus dem (hysterese- und wirbelstrombedingten) Eisenverlust, dem leistungsstrombedingten Kupferverlust und dem magnetisierungsstrombedingten Kupferverlust.

Der letztgenannte Verlust fällt erst dann ins Gewicht, wenn für hohe Felddichte auch der Magnetisierungsblindstrom einen großen Wert annimmt. Wegen der zwischen dem Magnetisierungsblindstrom und dem Strom für Wirklast bestehenden Phasenverschiebung von 90° addieren sich beide Kupferverluste für Wirklast algebraisch.

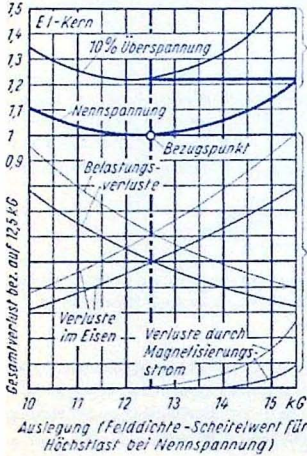
Für den Entwurf von Transformatoren interessiert die Abhängigkeit der Verluste vom Felddichtescheitelwert, und zwar für gegebenen Eisenkern, gegebene Sekundärleistung ungefähr gleiche Ausnutzung des Wickelraumes. Die Bilder **24 ... 27** zeigen diese Abhängigkeiten für mittlere Typengrößen. Die Gesamtverluste sind hier für 12,5 bzw. 15 bzw. 16 Kilogauß gleich 1 gesetzt.

Diese Bilder enthalten außer den Kennlinien für Nennspannung auch die Kennlinien für 10% Überspannung. Hierfür sind die Verluste abhängig von der Auslegung (Felddichte-

scheitelwert für Nennspannung) aufgetragen. Die zu 10% Überspannung gehörenden Felddichtescheitelwerte sind um ebenfalls 10% höher als die zur Auslegung gehörenden Felddichtescheitelwerte.

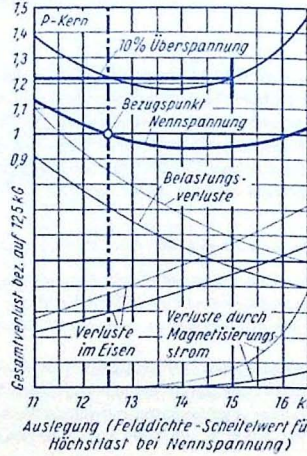
Des öfteren sollen Transformatoren so ausgelegt werden, daß sich für Überspannung möglichst kleine Gesamtverluste ergeben. Hierbei taucht die Frage auf, ob es günstig ist, den Felddichtescheitelwert tatsächlich für ein Minimum der Gesamtverluste zu bemessen oder ob es sich empfiehlt, ihn etwas kleiner zu wählen. Der höhere Felddichtescheitelwert hätte den Vorteil niedrigerer Windungszahlen und geringeren Innenwiderstandes. Doch steigen die Gesamtverluste insbesondere wegen der Verluste durch Magnetisierungsstrom für höhere Felddichtescheitelwerte rasch an, wodurch noch größere Überspannungen und etwas schlechtere Blechqualität zur Überhitzung der Primärwicklung führen können. Für kalt gewalzte Bleche ist der Anstieg der Verluste mit wachsender Felddichte besonders schroff.

Felddichte-Scheitelwerte für 10% Überspannung (10% über Werten an der Abzissen-Achse)



Auslegung (Felddichte-Scheitelwert für Höchstlast bei Nennspannung)

Bild 24



Auslegung (Felddichte-Scheitelwert für Höchstlast bei Nennspannung)

Bild 25

Insbesondere für sehr kleine Transformatoren sollte man hohe Felddichtescheitelwerte vermeiden. Der den Blindstrom erhöhende Einfluß der Stoßfugen und die Verschlechterung des Eisenkernes im Zusammenhang mit dem Stanzen fallen für abnehmende Größe des Kernes immer stärker ins Gewicht. Außerdem ist hier der durch den Laststrom bewirkte Spannungsabfall verhältnismäßig groß. Legt man also, wie üblich, dem Felddichte-

scheitelwert volle Belastung zugrunde, so kann die Felddichte im Leerlauf bei kleinen Netztransformatoren so weit ansteigen, daß die Primärwicklung für unbelasteten Transformator wegen des hohen Magnetisierungsstromes zu heiß wird.

Ein Umrechnen der Windungszahlen auf Felddichtescheitelwerte, die von den den Tabellen zugrunde gelegten Werten erheblich abweichen, ist insofern nicht ganz einfach, als dabei die Spannungsabfälle in den Transformatorwicklungen berücksichtigt werden müssen. Überschreiten die Felddichteabweichungen 10% kaum, so darf man zwecks Umrechnen bei ausreichender Genauigkeit der Ergebnisse alle Windungszahlen mit dem umgekehrten Verhältnis der Felddichten multiplizieren.

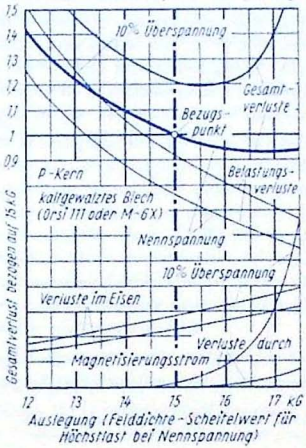


Bild 26

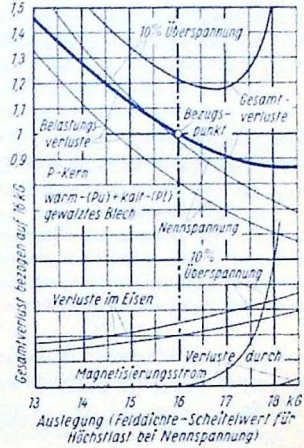


Bild 27

Übergang von 50 auf 60 Hz

Die Tabellen beziehen sich auf 50 Hz. Bei gleichen Wicklungen steht der Felddichtescheitelwert zur Frequenz im umgekehrten Verhältnis. Demgemäß ergibt sich zu 60 Hz das 0,835 fache der Felddichte von 50 Hz. So fällt bei gleichem Wert der Primärspannung der Magnetisierungsblindstrom wesentlich geringer aus. Die Eisenverluste werden etwas kleiner. Die faststrombedingten Kupferverluste bleiben ungeändert. Würde man durch Herabsetzen der Windungszahlen bei 60 Hz den gleichen Felddichtescheitelwert erzielen wie bei 50 Hz, so stiegen die Eisenverluste um rund 30%, während die Kupferverluste bei gleichbleibendem Kupferfüllfaktor etwa entsprechend fielen.

Bemerkungen zu den Tabellen auf den Seiten 192...195

Die Tabellen gelten für die Frequenz 50 Hz.

Der angegebene Felddichtescheitelwert bezieht sich, wie üblich, auf die umwickelten Kerne. Er gilt auch für die Joche, wenn dort der gesamte Eisenquerschnitt dem Kernquerschnitt gleichkommt (EI-Kerne). Sind die Joche jedoch verstärkt (P-Kerne), so sind in ihnen die Felddichtescheitelwerte entsprechend niedriger. Man gibt den Felddichtescheitelwert, wie auch in diesen Tabellen, zweckmäßigerweise für Höchstlast an. Dafür fällt der Scheitelwert etwas geringer aus als für Leerlauf, weil für Höchstlast die zum Feld gehörende (induzierte) Spannung infolge der Spannungsabfälle in der Primärwicklung kleiner ist als die Primär-Klemmenspannung.

Die umstehenden Erläuterungen beziehen sich auf die mit den eingeklammerten Ziffern gekennzeichneten Tabellenzeilen.

(1) und (2)

Die Höchstlastangabe bezieht sich auf die Summe aller abgegebenen Leistungen. Sie gilt für eine maximale Dauer-Übertemperatur von etwa 55° C. Jede abgegebene Einzelleistung wird dargestellt durch das Produkt aus Nennspannung und Strom-Effektivwert. Dabei muß beachtet werden, daß zu abgegebener Gleichstromleistung die Effektivwerte der in den Transformatorwicklungen fließenden Ströme höher sind, als das dem abgegebenen Gleichstrom entspricht. Siehe hierzu (11) und (12). Zum Bestimmen der Typengröße multipliziere man die Gleichstromleistung

für Graetz- und Delongleichrichtung	mit 1,4
für Einweggleichrichtung	mit 2,3
für Zweiweggleichrichtung	mit 1,8

(1)

Höchstlast, Wicklungen nicht unterteilt besagt: einfache Primärwicklung, eine bis zwei Sekundärwicklungen, also gute Ausnutzung des Kupfers und guter Kupferfüllfaktor.

(2)

Höchstlast, unterteilt, bedeutet z. B. angezapfte Primärwicklung, hohe Windungszahlen, viele Zwischenisolationen, also schlechte Ausnutzung des Kupfers und schlechter Kupferfüllfaktor.

Meist gilt bezüglich der Höchstlast ein zwischen (1) und (2) liegender Fall.

(5)...(7)

Bei einer Wicklungstemperatur zwischen 60° und 65°C beträgt der Widerstand eines Drahtes von 1 mm^2 Querschnitt und 1 cm Länge 0,2 mΩ. Dazu gehört mit der Stromdichte i in A/mm^2 und der Drahtlänge l in cm ein Spannungsabfall $\hat{=} 0{,}2 \cdot i \cdot l$ in mV.

Für Wirklast folgt die Primärklemmenspannung als Summe aus der induzierten Spannung und dem Spannungsabfall in der Primärwicklung, während die Sekundärklemmenspannung durch die Differenz zwischen induzierter Spannung und Spannungsabfall dargestellt ist. (Die induktiven Spannungsabfälle kann man hier für die Wirklast, die vorausgesetzt ist, vernachlässigen.)

Die Windungszahlen ergeben sich aus folgenden Formeln. In ihnen stehen die eingeklammerten Zahlen an Stelle der Werte der durch diese Zahlen gekennzeichneten Tabellenzeilen. Statt der eingeklammerten Zahlen sind also die Werte aus den ihnen entsprechenden Tabellenzeilen einzusetzen.

$$(5) = \frac{220 \cdot 10^3}{(3) + 0{,}2 \cdot (11) \cdot (22)} \qquad (5) = \frac{220 \cdot 10^3}{(3) - 0{,}2 \cdot (12) \cdot (23)} \qquad (7) = \frac{6{,}3 \cdot 10^3}{(3) - 0{,}2 \cdot (12) \cdot (24)}$$

Für Stromdichten, die von den Tabellenwerten wesentlich abweichen, bestimmt man die Windungszahlen auf Grundlage von (6) und (4). Beispiel: Für halbe Stromdichte gilt als Windungszahl für 220 V der Mittelwert der Windungszahlen von (6) und (4).

(8)
Der Verlust im Eisen ist in der Praxis um etwa 20 bis 25% größer als das Produkt aus Eisenmasse und Verlustziffer zu dem gegebenen Felddichtescheitelwert. Die Verlustziffer läßt nämlich die zusätzlichen Verluste, die z. B. durch den Stanzgrat bedingt sind, außer acht. Die Tabellen enthalten die wirklichen (gesamten) Eisenverluste.

(10)
Die Blechqualität wird in den Tabellen durch die Verlustziffer für 10 000 Gauß (10 kG) (Scheitelwert!) gekennzeichnet. Diese Verlustziffer V_{10} bedeutet die Eisenverluste in Watt zu 50 Hz und 10 kG (Scheitelwert) je 1 kg Blech. Für kalt gewalztes Blech ist hier Nachglühen angenommen, was in der Praxis jedoch vielfach unterbleiben kann.

(11)
Die Stromdichten können außen wegen der dort besseren Kühlung höher gewählt werden als innen. Die angegebenen Werte sind Effektivwerte. Bei Stromentnahme über Gleichrichter ist der Strom-Effektivwert um einen Faktor höher als der Wert des abgenommenen Gleichstromes. Dieser Faktor beträgt für Graetz- und Delongleichrichtung 1,58, für Einweggleichrichtung 2,24. Bei Zweiweggleichrichtung ist, bezogen auf den von beiden Sekundärwicklungen gemeinsam gelieferten Gleichstrom, für jede der beiden Sekundärwicklungen der Faktor 1,12 und für die Primärwicklung der Faktor 1,58 zu setzen. Die Zweiweggleichrichtung ist in bezug auf den Kupferfüllfaktor wegen der doppelten Sekundärwicklung ungünstig.

(16)
Die **Kernbreite** bildet für M- und P-Kerne sowie — weniger übersichtlich — auch für El-Kerne die Grundlage sämtlicher Maße des Blechschnittes sowie normalerweise auch der Pakethöhe und damit die der Maße des ganzen Eisenkernes. Die Bilder 19, 20 und 21 zeigen die Zusammenhänge.

(18)
Der **Brutto-Eisenquerschnitt** ist durch das Produkt aus Kernbreite und Pakethöhe (Kerndicke) gegeben. Der Netto-Querschnitt beträgt davon für warm gewalzte Bleche ohne Papierisolation etwa das 0,93 fache, für kalt gewalzte Bleche ohne Papierisolation bis zum 0,95 fachen und für Bleche mit Papierisolation ungefähr das 0,85...0,9 fache. In den Tabellen wurde durchweg 0,93 angenommen.

(22)...(24)
Die Angaben betreffen mittlere Windungslängen. So stellt (22) die mittlere Windungslänge für die innenliegende Wicklung dar, wenn diese den halben Gesamt-Wicklungsquerschnitt füllt. (24) gehört z. B. zu der außen angebrachten Heizwicklung.

Tabelle 1 — Zu 12 Kilogauß Scheitelwert (für Höchstlast)

		M 42	M 55	M 65	M 74
(1) Höchstlast (Wicklung. nicht unterteilt)	VA	4,5	12	26	48
(2) Höchstlast (Wicklungen unterteilt)	VA	3	9	21	40
(3) Spannung je Windung (unbelastet)	mV/w	44,6	84,4	134	183
(4) Windungen je 220 V (unbelastet)	w/220 V	4940	2610	1650	1200
(5) Prim.-Wdgn. je 220 V (Höchstlast)	w/220 V	4300	2400	1550	1150
(6) Sek.-Wdgn. je 220 V (Höchstlast)	w/220 V	6400	2980	1790	1280
(7) Heiz-Wdgn. je 6,3 V (Höchstlast)	w/6,3 V	190	87	52	37
(8) Eisenverlust	W	0,8	1,9	3,5	3,8
(9) Wirkungsgrad	%	60	70	77	83
(10) Blech 0,5 mm, Verlustziffer	V_{10}	3,0	3,0	3,0	2,3
(11) Stromdichte innen: Primär	A/mm²	4,5	3,8	3,3	3,0
(12) Stromdichte außen: Sek.; Heizg.	A/mm²	5,2	4,3	3,6	3,3
(13) Kupferverlust (Höchstlast; Durchschn.)	W	2	3	4	5
(14) Ausnutzbare Fensterhöhe	mm	6,6	7,5	9,2	10,4
(15) Ausnutzbare Fensterlänge	mm	24	30	35	43
(16) Kernbreite *f*	mm	12	17	20	23
(17) Pakethöhe	mm	15	20	27	32
(18) Eisenquerschnitt (brutto)	cm²	1,8	3,4	5,4	7,4
(19) Fensterquerschnitt	cm²	2,7	4,0	5,6	7,1
(20) Eisen	kg	0,14	0,33	0,62	0,88
(21) Kupfer (Durchschnitt)	kg	0,04	0,09	0,16	0,28
(22) Windungslänge innere Hälfte	cm	7,3	9,6	12,1	14,2
(23) Windungslänge äußere Hälfte	cm	9,8	12,4	15,2	17,9
(24) Windungslänge ganz außen	cm	11,1	13,8	16,7	19,8

Tabelle 2 — P-Schnitte, gemeinsame Werte

		P 40	P 44	P 48	P 54
(11) Stromdichte innen: Primär	A/mm²	4,6	4,4	4,2	4,0
(12) Stromdichte außen: Sek.; Heizg.	A/mm²	5,4	5,1	4,8	4,5
(13) Kupferverlust (Höchstlast; Durchschn.)	W	2	2,5	3	4
(14) Ausnutzbare Fensterhöhe	mm	3,8	4,3	4,8	5,3
(15) Ausnutzbare Fensterlänge	mm	25,5	28,5	31,5	35,5
(16) Kernbreite *c*	mm	10	11	12	13,5
(17) Pakethöhe	mm	16	17	18	20
(18) Eisenquerschnitt (brutto)	cm²	1,60	1,87	2,16	2,7
(19) Fensterquerschnitt	cm²	3,0	3,6	4,3	5,4
(20) Eisen	kg	0,16	0,21	0,26	0,37
(21) Kupfer (Durchschnitt)	kg	0,04	0,06	0,08	0,12
(22) Windungslänge innere Hälfte	cm	6,5	7,0	7,5	8,5
(23) Windungslänge äußere Hälfte	cm	7,7	8,3	8,9	10,0
(24) Windungslänge ganz außen	cm	8,2	8,9	9,5	10,8

warm gewalztes Blech M- und El-Schnitte verschachtelt

	M 85	M 102a	M 102b	El 130a	El 130b	El 150a	El 150b	El 150c
(1)	62	120	180	210	260	330	400	460
(2)	52	100	160	190	230	300	360	420
(3)	230	298	447	303	389	396	496	595
(4)	956	740	494	728	566	556	444	370
(5)	920	718	482	710	555	546	437	365
(6)	1010	770	506	756	584	574	456	378
(7)	29	22	14,5	22	17	16,5	13	11
(8)	5,6	8,5	13	10	13	11	12	14
(9)	84	87,5	88,5	90	90,5	92	93	93,5
(10)	2,3	2,3	2,3	2,3	2,3	1,7	1,5	1,5
(11)	2,9	2,4	2,3	1,7	1,7	1,5	1,5	1,4
(12)	3,3	2,8	2,7	2,2	2,1	1,9	1,9	1,8
(13)	6	8	9	13	13	16	17	17
(14)	9,3	12,2	12,2	24	24	28	28	28
(15)	46	58	58	61	61	68	68	68
(16)	29	34	34	35	35	40	40	40
(17)	32	35	52	35	45	40	50	60
(18)	9,3	12	18	12,2	15,7	16	20	24
(19)	7,5	11,5	11,5	21	21	28	28	28
(20)	1,3	2	3	2,4	3	3,5	4,4	5,2
(21)	0,30	0,55	0,65	1,6	1,8	2,5	2,7	3,0
(22)	15,1	17,1	20,6	20	22	23	25	27
(23)	18,6	21,4	24,9	28	30	32,5	34,5	36,5
(24)	20,3	23,5	27	32	34	37	39	41

	P 60	P 68	P 76	P 86	P 96	P 108	P 120	P 134	P 148	P 164	P 180
(11)	3,7	3,4	3,2	3,0	2,7	2,5	2,3	2,1	2,0	1,8	1,6
(12)	4,2	3,9	3,6	3,3	3,0	2,7	2,5	2,3	2,2	2,1	2,0
(13)	5,5	7	8,5	11	13	16	20	23	28	35	40
(14)	6,0	6,9	7,7	8,8	10,0	10,8	12,2	13,7	14,9	16,6	18,5
(15)	39,5	45,5	50,0	57,5	65,0	72,5	81	91	99	111	122,5
(16)	15	17	19	21,5	24	27	30	33,5	37	41	45
(17)	22	25	28	32	36	40	45	50	56	62	68
(18)	3,3	4,25	5,32	6,88	8,64	10,8	13,5	16,8	20,7	25,4	30,6
(19)	6,7	8,6	10,8	13,8	17,3	22	27	33	41	50	60
(20)	0,50	0,73	1,0	1,5	2,1	3,0	4,1	5,7	7,8	10,6	14,0
(21)	0,18	0,28	0,4	0,6	0,9	1,2	1,7	2,4	3,2	4,4	6
(22)	9,4	10,5	11,8	13,3	14,8	16,8	18,7	20,7	23,3	25,6	28,0
(23)	11,1	12,3	14,0	15,7	17,5	19,8	22,0	24,4	27,4	30,0	33,0
(24)	12,0	13,4	15,0	16,9	18,9	21,4	23,6	26,2	29,4	32,3	35,3

Tabelle 2

		P 40	P 44	P 48	P 54
	Zu 16 Kilogauß Scheitelwert (für Höchstlast)				
(1) Höchstlast (Wicklung. nicht unterteilt)	VA	6	9	14	25
(2) Höchstlast (Wicklung. unterteilt)	VA	4	6	10	20
(3) Spannung je Windung (unbelastet)	mV/*w*	52,9	61,8	71,5	89
(4) Windungen je 220 V (unbelastet)	*w*/220 V	4160	3560	3030	2470
(5) Prim.-Wdgn. je 220 V (Höchstlast)	*w*/220 V	3740	3240	2830	2300
(6) Sek.-Wdgn. je 220 V (Höchstlast)	*w*/220 V	4940	4130	3500	2750
(7) Heiz-Wdgn. je 6,3 V (Höchstlast)	*w*/6,3 V	144	120	102	80
(8) Eisenverlust	W	0,3	0,4	0,5	0,7
(9) Wirkungsgrad	%	70	75	79	83
	Zu 15 Kilogauß Scheitelwert (für Höchstlast)				
(1) Höchstlast (Wicklung. nicht unterteilt)	VA	6,5	10	15	23
(2) Höchstlast (Wicklung. unterteilt)	VA	5	7,5	11	18
(3) Spannung je Windung (unbelastet)	mV/*w*	49	57,2	66,7	82,5
(4) Windungen je 220 V (unbelastet)	*w*/220 V	4500	3850	3300	2670
(5) Prim.-Wdgn. je 220 V (Höchstlast)	*w*/220 V	3920	3430	3020	2470
(6) Sek.-Wdgn. je 220 V (Höchstlast)	*w*/220 V	5450	4500	3800	3000
(7) Heiz-Wdgn. je 6,3 V (Höchstlast)	*w*/6,3 V	158	130	110	86
(8) Eisenverlust	W	0,6	0,8	1,0	1,4
(9) Wirkungsgrad	%	65	70	75	79
	Zu 13 Kilogauß Scheitelwert (für Höchstlast)				
(1) Höchstlast (Wicklung. nicht unterteilt)	VA	4,5	7	11	20
(2) Höchstlast (Wicklung. unterteilt)	VA	3	5	8	15
(3) Spannung je Windung (unbelastet)	mV/*w*	43,0	50,3	58,0	72,5
(4) Windungen je 220 V (unbelastet)	*w*/220 V	5120	4380	3790	3030
(5) Prim.-Wdgn. je 220 V (Höchstlast)	*w*/220 V	4500	3900	3420	2780
(6) Sek.-Wdgn. je 220 V (Höchstlast)	*w*/220 V	6350	5260	4450	3460
(7) Heiz-Wdgn. je 6,3 V (Höchstlast)	*w*/6,3 V	184	154	130	100
(8) Eisenverlust	W	0,8	1,0	1,2	1,7
(9) Wirkungsgrad	%	60	65	70	75
(10) Blech 0,5 mm, Verlustziffer	V_{10}	3,0	3,0	3,0	3,0

(11)...(24) (Gemeinsame Werte) siehe Seiten 192 und 193 unten.

	P 60	P 68	P 76	P 86	P 96	P 108	P 120	P 134	P 148	P 164	P 180
kalt gewalztes Blech (Orsi 111 oder M-6 X):											
(1)	38	62	95	150	220	320	450	680	920	1400	1900
(2)	30	50	75	120	190	270	380	600	820	1200	1700
(3)	109	140	176	228	285	357	445	555	684	840	1010
(4)	2020	1570	1250	966	772	616	494	396	322	262	218
(5)	1900	1500	1200	932	750	604	486	390	318	260	216
(6)	2200	1690	1330	1010	800	634	506	404	328	266	220
(7)	64	50	38	29	23	18,4	14,6	11,6	9,4	7,6	6,3
(8)	1	1,5	2	3	4	5	7	10	13	17,5	23
(9)	85	87	89	91	92,5	93,5	94,5	95	95,5	96	96,5
wechselweise Pu warm gewalzt Pl kalt gewalzt (Orsi 111 oder M-6 X):											
(1)	37	62	90	145	210	300	450	650	950	1400	1900
(2)	30	50	75	120	175	250	380	560	820	1200	1700
(3)	96,5	130	163	212	264	332	412	515	633	781	934
(4)	2180	1690	1350	1040	832	664	534	428	348	282	236
(5)	2030	1600	1300	990	806	640	524	418	340	277	232
(6)	2390	1820	1440	1090	866	680	548	436	354	288	238
(7)	70	52	42	32	26	20	16	12,6	10	8,2	6,8
(8)	1,8	2,2	3,0	4,5	5,5	7,5	10	13	19	21	27
(9)	82	85	87	89	91	92,5	93,5	94,5	95,5	96	96,5
warm gewalztes Blech:											
(1)	30	50	75	120	180	260	370	550	750	1100	1500
(2)	24	40	62	100	150	220	320	480	680	1000	1300
(3)	88,7	114	143	185	232	290	363	451	555	683	821
(4)	2480	1930	1540	1190	948	758	606	488	396	322	268
(5)	2300	1820	1460	1140	916	736	592	480	390	318	266
(6)	2780	2100	1660	1260	994	788	624	500	406	328	272
(7)	80	62	48	36	28,6	22,6	18	14,4	11,6	9,4	7,8
(8)	2,4	2,6	3,6	5,3	6,0	8,0	10,5	13	18	18	25
(9)	79	83	85	87	89	91	93	94	94,2	95	96
(10)	3,0	2,3	2,3	2,3	2,0	2,0	1,7	1,7	1,7	1,35	1,35

d	q	Kupfer		Aluminium		Konstantan	Manganin	Ströme in mA für folgende Stromdichten in A/mm²				
mm	mm²	g/km	m/Ω	g/km	m/Ω	m/Ω	m/Ω	1	1,5	2	2,5	3
0,03	0,000707	6,29	0,0403	1,91	0,0239	0,00141	0,00168	0,7	1,1	1,4	1,8	2,1
0,04	0,00126	11,2	0,0720	3,41	0,0427	0,00252	0,00300	1,2	1,9	2,5	3,1	3,8
0,05	0,00196	17,5	0,112	5,30	0,0664	0,00392	0,00467	2	3	4	5	6
0,06	0,00283	25,2	0,162	7,65	0,0960	0,00665	0,00575	3	4,5	6	7,5	9
0,07	0,00385	34,4	0,220	10,4	0,131	0,00769	0,00917	4	6	8	10	12
0,08	0,00503	44,9	0,288	13,6	0,171	0,0100	0,0120	5	7,5	10	13	15
0,09	0,00636	56,8	0,364	17,2	0,216	0,0127	0,0152	6,4	9,6	13	16	19
0,10	0,00785	69,9	0,448	21,2	0,266	0,0156	0,0187	8	12	16	29	24
0,11	0,00950	84,7	0,544	25,7	0,322	0,0190	0,0226	9,5	14	19	24	28
0,12	0,0113	101	0,646	30,4	0,383	0,0224	0,0269	11	17	22	28	33
0,13	0,0133	119	0,758	36,0	0,451	0,0266	0,0317	13	20	27	33	40
0,14	0,0154	137	0,878	41,6	0,522	0,0308	0,0367	15	23	30	38	45
0,15	0,0177	158	1,01	47,9	0,600	0,0353	0,0422	18	27	36	45	54
0,16	0,0201	179	1,15	54,4	0,681	0,0402	0,0479	20	30	40	50	60
0,17	0,0227	202	1,30	61,4	0,770	0,0458	0,0542	23	34	45	57	68
0,18	0,0254	226	1,45	68,7	0,861	0,0507	0,0605	25	38	50	63	75
0,19	0,0284	253	1,63	76,7	0,962	0,0567	0,0677	28	43	57	71	85
0,20	0,0314	280	1,80	84,8	1,06	0,0628	0,0748	31	47	62	78	93
0,21	0,0346	308	1,98	93,6	1,17	0,0691	0,0825	35	52	69	87	104
0,22	0,0380	339	2,18	103	1,29	0,0759	0,0906	38	57	76	95	114
0,23	0,0415	370	2,38	112	1,41	0,0829	0,0989	41	62	82	100	125
0,24	0,0452	403	2,58	122	1,53	0,0902	0,108	45	67	90	113	135
0,25	0,0491	438	2,80	133	1,66	0,0980	0,117	49	74	100	123	147
0,26	0,0531	474	3,04	144	1,80	0,106	0,127	53	80	106	133	159

d	q	Kupfer		Aluminium		Konstantan	Manganin	Ströme in mA bzw. A für folgende Stromdichten in A/mm²				
mm	mm²	g/km	m/Ω	g/km	m/Ω	m/Ω	m/Ω	1	1,5	2	2,5	3
0,27	0,0573	511	3,28	155	1,94	0,114	0,136	57	86	116	143	172
0,28	0,0616	550	3,52	167	2,09	0,123	0,147	62	93	123	154	185
0,29	0,0661	590	3,79	179	2,24	0,132	0,158	66	99	132	165	198
0,30	0,0707	629	4,03	191	2,39	0,141	0,168	71	106	142	177	212
0,32	0,0804	716	4,60	217	2,72	0,160	0,191	80	120	161	201	241
0,34	0,0908	810	5,20	244	3,08	0,181	0,216	91	136	182	227	272
0,35	0,0962	857	5,49	259	3,26	0,192	0,229	96	144	192	240	288
0,36	0,102	910	5,80	276	3,46	0,204	0,243	102	153	204	255	306
0,38	0,113	1 010	6,47	306	3,83	0,226	0,269	113	170	226	282	339
0,40	0,126	1 120	7,20	341	4,27	0,252	0,300	126	189	252	315	378
0,45	0,159	1 420	9,09	430	5,38	0,317	0,379	159	238	318	397	477
0,50	0,196	1 750	11,2	530	6,64	0,392	0,467	196	294	392	490	588
0,55	0,238	2 120	13,6	641	8,04	0,474	0,563	238	357	475	595	715
0,60	0,283	2 520	16,2	765	9,60	0,565	0,675	283	425	566	707	850
0,70	0,385	3 440	22,0	1 040	13,1	0,769	0,917	385	578	770	963	1,16 A
0,80	0,503	4 490	28,8	1 360	17,1	1,00	1,20	503	755	1,01 A	1,26 A	1,51
0,90	0,636	5 680	36,4	1 720	21,6	1,27	1,52	636	955	1,27	1,59	1,91
1,00	0,785	6 990	44,8	2 120	26,8	1,56	1,87	785	1,18 A	1,57	1,96	2,36
1,5	1,77	15 800	101	4 790	60,0	3,53	4,22	1,77 A	2,65	3,54	4,42	5,30
2,0	3,14	28 000	180	8 480	106	6,28	7,48	3,14	4,70	6,27	7,85	9,40
2,5	4,91	44 000	280	13 200	166	9,82	11,7	4,91	7,37	9,82	12,3	14,7
3,0	7,07	63 200	405	19 100	239	14,1	16,8	7,07	10,6	14,1	17,6	21,2
3,5	9,62	86 000	551	26 000	325	19,2	22,9	9,62	14,4	19,2	24,0	28,8
4,0	12,6	112 000	720	34 000	425	25,2	30,0	12,6	18,9	25,2	31,6	37,8

Photometrische Begriffe und Einheiten

Ausgangspunkte

Diese sind: die vom Sender ausgestrahlte Leistung und der spektrale Hellempfindlichkeitsgrad V_λ des helladaptierten Auges. Die zu letzterem gehörende Empfindlichkeitskurve V_λ abhängig von λ ist international festgelegt **(Bild 1)**. Der Höchstwert von V_λ gehört zu $\lambda = 555$ mμ und hat den Wert 1.

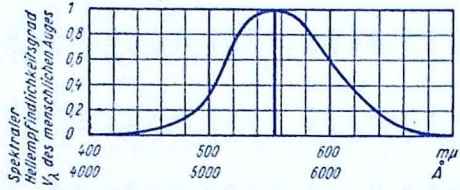


Bild 1

Dem Sender zugeordnete Begriffe

Als Sender kommen außer Primärstrahlern (Eigenleuchtern, Lichtquellen) auch Sekundärstrahler (Fremdleuchter) in Betracht. Eine beleuchtete Fläche ist bezüglich des von ihr reflektierten Lichtes eine Lichtquelle.

Lichtstrom Φ: Der Hellempfindlichkeit gemäß bewertete ausgestrahlte Leistung P. Es gilt demnach

$$\Phi = \int P \cdot V_\lambda \, d\lambda$$

In den folgenden Formelzeilen werden die Beziehungen links allgemeingültig angegeben. Rechts sind sie auf gleichmäßige Verteilung des Lichtstromes über die betrachtete Fläche bzw. den betrachteten Raumwinkel und auf zeitliche Konstanz des Lichtstromes bezogen.

Lichtstärke I: Der Hellempfindlichkeit gemäß bewertete Leistungsdichte, bezogen auf den Raumwinkel = Lichtstrom-Raumwinkeldichte = Lichtstrom Φ je Einheit des Raumwinkels ω.

Hierzu gehört:

$$I = \frac{d\Phi}{d\omega} \qquad I = \frac{\Phi}{\omega}$$

Den Raumwinkel bezieht man auf die Fläche der Einheitskugel, die einen Halbmesser von 1 m hat. Damit ist die Lichtstärke auch gleich der Lichtstrom-Flächendichte in 1 m Abstand von der (punktförmigen) Lichtquelle **(Bild 2)**.

Leuchtdichte B: Der Hellempfindlichkeit gemäß bewertete, auf die Einheit der scheinbaren Senderfläche A_s **(Bild 3)** bezogene Strahlungsdichte = Lichtstärke je Flächeneinheit, der scheinbaren Senderfläche also beobachtbare Lichtquellen-Flächenhelligkeit. Das bedeutet:

$$B = \frac{d^2\Phi}{d\omega \, dA} = \frac{dI}{dA_s} \qquad B = \frac{\Phi}{\omega \cdot A} = \frac{I}{A_s}$$

Lichtausbeute η: Auf die Einheit der erzeugenden Leistung P bezogener Lichtstrom. Dem entspricht

$$\eta = \frac{\Phi}{P}$$

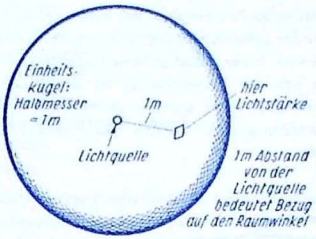


Bild 2

Bild 3

Dem Empfänger zugeordnete Begriffe

Beleuchtungsstärke E: Lichtstromdichte bezogen auf die Einheit der beleuchteten Fläche, d. h. Lichtstrom Φ je Einheit der beleuchteten Fläche A_b, anders ausgedrückt: Lichtstärke I des Senders (der Lichtquelle) geteilt durch das Quadrat des Abstandes r vom Sender. Dazu gehört

$$E = \frac{\mathrm{d}\,\Phi}{\mathrm{d}\,A_b} = \frac{I}{r^2} \qquad E = \frac{\Phi}{A_b}$$

Belichtung H: Über die Beleuchtungsdauer integrierte Beleuchtungsstärke E. Also:

$$H = \int E\,\mathrm{d}t \qquad H = E \cdot t$$

Einheiten

Die Einheit der **Lichtstärke** I ist die **Candela** (cd) (lateinisches Wort für Kerze). Eine Oberfläche von 1/60 cm² eines schwarzen Körpers von der Temperatur des erstarrenden Platins weist die Lichtstärke einer Candela auf (Candela neue Einheit an Stelle Hefnerkerze).

Die Einheit des **Lichtstromes** Φ ist das **Lumen** (lm). Ein Lumen bedeutet den Lichtstrom einer punktförmigen Lichtquelle, die in die Einheit des Raumwinkels gleichmäßig eine Lichtstärke von 1 Candela strahlt.

Die Einheit der **Leuchtdichte** B ist das **Stilb** (sb). Ein Stilb stellt die Leuchtdichte einer Fläche mit der Lichtstärke einer Candela und der scheinbaren Größe von 1 cm² dar (siehe hierzu Tabellen 1 und 2). (Hier Längenmaße in cm!)

Die Einheit der **Beleuchtungsstärke** E ist das **Lux** (Lx). Ein Lux wird auf einer Fläche von 1 m^2 erzeugt, wenn senkrecht auf diese Fläche ein Lichtstrom von einem Lumen fällt (siehe hierzu Tabelle 3). (Hier Längenmaße in m!)

Die Einheit des **Raumwinkels** ω ist das **Sterad** (str) oder der **Steradiant** (sr) oder **rad**^{2} oder **Radiant**^{2} – in jedem Fall die Fläche der Einheitskugel geteilt durch 4π – also z. B. zu einer Kugel mit einem Meter Radius derjenige Raumwinkel, der einem Quadratmeter der Kugelfläche zugeordnet ist **(Bild 4)**. Zu der gesamten Kugelfläche gehören demgemäß – unabhängig vom Radius der Kugel – 4π str. Einer radial auf eine Kugelfläche mit dem beliebigen Radius r projizierten Fläche mit der Projektion A_b ist der Raumwinkel $\omega = A_b/r^2$ zugeordnet. Soll sich der Raumwinkel in str ergeben, so müssen z. B. für die Fläche m^2 und für den Abstand m als Einheiten gewählt werden. Bild 4 veranschaulicht beispielsweise die Einheit des Raumwinkels.

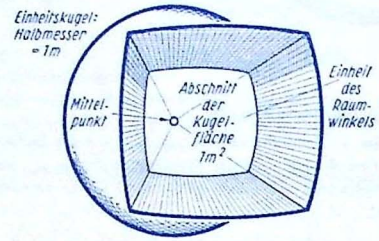


Bild 4

Weitere Begriffe

Schwarzer Körper: Er absorbiert die auf ihn auftreffende Strahlung unabhängig von deren Frequenz bei jeder Temperatur völlig und strahlt bei jeder Temperatur stärker als jeder andere Körper. Kein Körper ist in diesem Sinne völlig schwarz. Jedoch kann die Öffnung einer geeigneten Höhlung in einem nicht schwarzen Körper als Oberfläche eines ideal schwarzen Körpers gelten.

Punktförmige Lichtquelle: Lichtquellen können für photometrische Messungen als punktförmig betrachtet werden, wenn die Entfernung, aus der sie wirken, das 10fache ihrer größten linearen Abmessung übersteigt.

Photometrisches Lichtäquivalent K**:** Für die Wellenlänge 555 mμ, bei der die Hellempfindlichkeit ihren Höchstwert 1 aufweist, gilt

$$K \approx 682 \text{ Lumen je Watt}$$

Mechanisches Lichtäquivalent M**:** Reziproker Wert von K. Also

$$M = 1/K \approx 1{,}47 \text{ Milliwatt je Lumen}$$

Tabelle 1 Beispiele für Leuchtdichten

Primärstrahler (leuchtende Flächen)	Leuchtdichte in Stilb etwa
Bedeckter Himmel	0,03 ... 0,1
Mond	0,25
Klarer Himmel	0,3 ... 0,5
Kerzenflamme	0,7
Leuchtstoffröhren	0,3 ... 0,8
Glühlampe mattiert	4 ... 50
Glühlampe siliziert	1 ... 5
Glühlampen-Faden	160 ... 2000
Quecksilber-Hochdruck-Lampen	20 000 ... 50 000
Bogenlampen	18 000 ... 100 000
Mittagssonne	100 000 ... 150 000
Sekundärstrahler (angeleuchtete, helle Gegenstände)	
in beleuchteten Arbeits- und Wohnräumen	0,01
auf sehr gut beleuchteten Arbeitsplätzen	0,1
im Freien bei trübem Wetter	0,2
im Freien, sonnenbeschienen	0,5

Zu den nachstehenden Tabellen:

Das Umrechnen erfolgt gemäß folgendem Beispiel:

$$1\ L = 295\ cd/ft^2;\ 1\ cd/ft^2 = 3{,}38 \cdot 10^{-3}\ L$$

Tabelle 2 Gebräuchliche Leuchtdichte-Einheiten

Bezeichnung	Stilb	Lambert	Candela je Zoll^2	Candela je Fuß^2	Footlambert*)	Nit	Apostilb
Abkürz.	sb	L oder la	cd/in^2	cd/ft^2	ftL oder ftla	nt	asb
Bedeutg.	cd/cm^2		cd/in^2	cd/ft^2		cd/m^2	
sb	1	3,14	6,45	929	2920	10 000	31 400
L	0,318	1	2,05	296	929	3 183	10 000
cd/in^2	0,155	0,487	1	144	452	1 550	4 870
cd/ft^2	$1{,}076 \cdot 10^{-3}$	$3{,}38 \cdot 10^{-3}$	$6{,}94 \cdot 10^{-3}$	1	3,14	10,76	33,8
ft L	$3{,}43 \cdot 10^{-4}$	$1{,}076 \cdot 10^{-3}$	$2{,}21 \cdot 10^{-3}$	0,318	1	3,43	10,76
cd/m^2	$1 \cdot 10^{-4}$	$3{,}14 \cdot 10^{-4}$	$6{,}45 \cdot 10^{-4}$	$9{,}29 \cdot 10^{-2}$	0,292	1	3,14
asb	$3{,}48 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$2{,}05 \cdot 10^{-4}$	$2{,}96 \cdot 10^{-2}$	$9{,}29 \cdot 10^{-2}$	0,318	1

*) Andere Bezeichnungen: equivalent footcandle, apparent footcandle.

Tabelle 3 Gebräuchliche Beleuchtungsstärke-Einheiten

Bezeichnung	Abkürzung	ph	fc	Lx	mLx
Phot	**ph**	1	929	10 000	$1 \cdot 10^7$
Footcandle	**fc**	$1{,}076 \cdot 10^{-3}$	1	10,76	10 760
Lux	**Lx**	$1 \cdot 10^{-4}$	$9{,}29 \cdot 10^{-2}$	1	1000
Millilux	**mLx**	$1 \cdot 10^{-7}$	$9{,}29 \cdot 10^{-5}$	1000	1

Aufbau moderner Elektronen-Röhren

Allgemeines

Die **Allglasröhren** werden nach ihrer Steckstiftanzahl eingeteilt in:

Pico 7 (Miniatur) 7 Stifte auf 8-geteiltem Teilkreis von 9,5 mm ø
Pico 8 (Rimlok) 8 Stifte auf 8-geteiltem Teilkreis von 11,5 mm ø
Pico 9 (Noval) 9 Stifte auf 10-geteiltem Teilkreis von 11,9 mm ø

Die **Subminiaturröhren,** speziell auf Kleinstraumbedarf und Kleinstgewicht entwickelt, weisen zwei Typengrößen auf:

a) **Ovalkolben** 9,8×7,2 mm, z. B. 1 AD 4,
b) **Ovalkolben** 7,2×5,5 mm, z. B. DF 651,
c) **Rundkolben** 10,16 mm ø, z. B. 6397.

Kathode

Es gibt grundsätzlich zwei Arten von Kathoden:

a) indirekt geheizte Kathoden,
Kathode und Brenner sind zwei mechanisch voneinander getrennte und elektrisch voneinander isolierte Bauteile;
b) direkt geheizte Kathoden,
der Brenner dient gleichzeitig als Kathode.

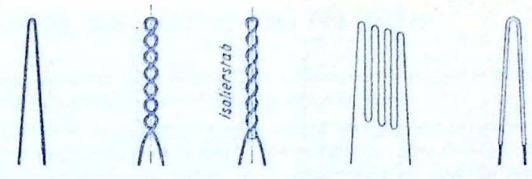
Die indirekt geheizte Kathode besteht aus einem metallischen Hohlkörper (Kathodenhülse), der auf seiner Oberfläche teilweise mit der Emissionsschicht versehen ist.
Die **Emissionsschicht** besteht aus einem Gemisch von Barium-, Strontium- und Kalziumkarbonat, das entweder aufgesprüht (Sprühkathode) oder aufgeschmiert (Schmierkathode) wird.
Spezialkathoden werden für Röhren mit langer Lebensdauer aus hierfür besonders geeignetem Material hergestellt.

Brenner und Heizfaden

Die Kathodentemperaturen liegen um 700 °C. Für die indirekt geheizten Kathoden spricht man von Brennern, für die direkt geheizten von Heizfäden. Für den Brenner selbst ergeben sich wegen des Temperaturgefälles zwischen Brenner und Kathode Temperaturen bis 1000 °C.

Folgende Brennerausführungen sind gebräuchlich:

a) **V-Wendel,**
ein gewendelter Draht wird V-förmig abgebogen,
b) **Kehr-Doppelwendel,**
ein gewendelter Draht wird bifilar gewickelt;
c) **Kehr-Doppelwendel** auf Isolierstab,
wie Ausführung b) mit zusätzlichem Isolierstäbchen zur Erhöhung der mechanischen Festigkeit;
d) **Faltdrahtbrenner,**
mehrfach gefalteter Brenner



Die Brenner erhalten, da sie von der Kathodenhülse isoliert sein müssen, einen hitzebeständigen, nicht leitenden Überzug aus Aluminiumoxyd.

Gitter

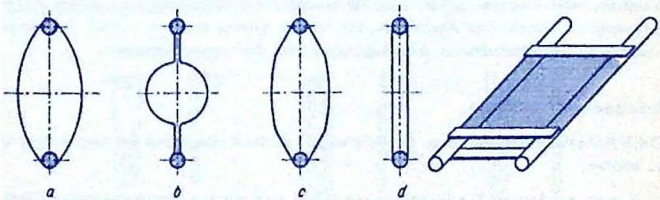
Der Querschnitt des Gitters (Gitterprofil) kann verschieden sein. Es werden unterschieden

a) **Ovalgitter**

b) **Formgitter**
wird erst als Ovalgitter gewickelt und dann zwischen Formbacken nachgeschlagen

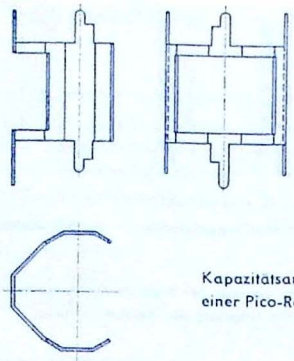
c) **Flachgitter**
hierbei ist die kleine Achse gleich Strebendurchmesser

d) **Spanngitter**
sehr dünne Drähte mit sehr kleiner Steigung sind unter Zugspannung auf Rahmen gewickelt und an den Streben festgelötet.



Anode

Ein geschlossener Zylinder, gefalzt oder geschweißt, kann nur selten verwendet werden, da sich hierbei zu große schädliche Kapazitätswerte ergeben. Man macht deshalb die eigentliche Anodenfläche nur so groß, wie es die Anodenbelastung erfordert.



Kapazitätsarme Anode
einer Pico-Röhre (EF 80)

Isolierscheibe

In der Isolierscheibe sind sämtliche Elektroden des Röhrensystems, also Kathode, alle Gitter und Anode gelagert. Von der Ausbildung der Isolierscheibenlöcher hängt die Präzision des Systemaufbaus ab. Die Isolierscheibe zentriert die einzelnen Elektroden und sichert ihre Stellungen. Die Isolierscheibe wird aus Glimmer gefertigt. Dieser weist gute Isolations- und Vakuumeigenschaften auf und läßt sich gut mit größter Genauigkeit bearbeiten.

Getter

Das Getter dient zum Herstellen des für die einwandfreie Arbeitsweise der Röhre notwendigen Hochvakuums ($< 10^{-7}$ mm Hg-S) und zur Aufrechterhaltung dieses Hoch-Vakuums im Betrieb. Das Abschießen des Getters erfolgt erst am Schluß des Pumpvorganges. Als Gettermaterial dienen Barium- bzw. Bariumverbindungen.

Scheibenfuß (Preßteller)

Der Scheibenfuß besteht aus Glas. Er bildet einen Teil des Kolbens und hat zwei Aufgaben zu erfüllen:

a) Er trägt das System: Die Durchführungsdrähte sind mit den Systemelektroden mittelbar oder unmittelbar durch Punktschweißen verbunden;

b) er schließt das untere Kolbenende ab. Die im Glasteller des Scheibenfußes eingebetteten Durchführungsdrähte müssen somit vakuumdicht verschmolzen sein.

Die auf der Unterseite des Scheibenfußes vorhandenen Durchführungsdrahtenden (Steckstifte) dienen zum Anschalten der Röhre.

Hinweise für den „Umgang" mit Pico-Röhren

Im Gegensatz zu Röhren anderer Bauart und Technologie sind bei Pico-Röhren die Kontaktstifte direkt in dem Röhrenboden (Preßteller) eingeschmolzen.

Die Stifte bestehen aus einem zu Kontaktzwecken besonders gut geeigneten Material. Dieses ist verhältnismäßig weich. Folglich dürfen die Stifte keinen starken mechanischen Beanspruchungen ausgesetzt werden. Bei unsachgemäßem Behandeln der Stifte können im Röhrenboden feine Glassprünge (Haarrisse) auftreten, welche die Röhre durch Nachziehen von Luft unbrauchbar machen. Häufig tritt der Ausfall der Röhre erst nach einer gewissen Betriebszeit, z. B. nach mehrmaligem Ein- und Ausschalten (Erwärmung und Abkühlung), auf. Nachstehend werden einige Hinweise gegeben, die zu beachten sich beim Verwenden von Pico-Röhren lohnt.

Anordnen der Röhren

Pico-Röhren darf man sowohl stehend als auch liegend montieren. Werden direkt geheizte Röhren mit rechteckigen oder ovalen Gittern (Anoden) nicht stehend eingebaut, dann ist die Fassung so anzuordnen, daß die Gitter bzw. Anoden mit ihrer großen Achse senkrecht stehen (**Bild 1**).

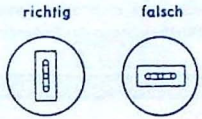


Bild 1

Fassungen für Pico-Röhren

Die Röhre soll sich ohne starken Druck in die Fassung einsetzen lassen. Ungenaue Lochkreisteilung beansprucht die Stifte der Röhre einseitig, wodurch Glassprünge im

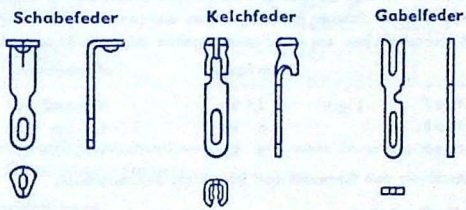


Bild 2

Röhrenboden verursacht werden. Das Federmaterial soll eine ausreichende und bleibende Elastizität besitzen. Es gibt verschiedene Kontaktfeder-Formen: Kelch-, Schabe- und Gabelfedern (**Bild 2**). Im allgemeinen gibt man der Gabelfeder den Vorzug.

Sie verbindet mit der einfachen Herstellungsmöglichkeit den Vorteil, daß die Gefahr des Übertragens unzulässiger Druckkräfte — verursacht durch unsachgemäßes Verdrahten der Fassung — auf die Röhrenstifte gering ist.

Federnde Fassung

Durch federnden Aufbau der Fassung kann die Wirksamkeit der Schallschwingungen, die sich über das Chassis auf das Röhrensystem übertragen, stark reduziert werden. Die federnd aufgebaute Fassung dürfte vor allem für Eingangsröhren empfehlenswert sein, wenn die Forderungen an Klingsicherheit eines Gerätes extrem hoch sind.

Abgeschirmte Fassung

Einwirken von Streufeldern auf das Röhrensystem wird durch Verwenden von Spezialfassungen mit Abschirmzylindern verhindert. Hierbei muß genügendes Ableiten der Wärme sichergestellt werden.
Die im Abschirmzylinder vorhandene Feder kann außerdem den festen Sitz der Röhre in der Fassung gewährleisten.

Prüfen der Fassungen

Die zum Einsetzen und Herausziehen der Röhre aus der Fassung notwendige Kraft muß in gewissen Grenzen liegen. Einerseits ist sichere Kontaktgabe nötig, anderseits darf aber der Röhrenboden mechanisch nicht stark beansprucht werden. Mit Hilfe des Fassungs-Lehrdorns (für Pico 9 **Bild 3**) können der Federdruck und die Maßhaltigkeit kon-

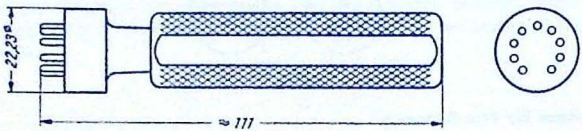


Bild 3

trolliert werden. Der Fassungs-Lehrdorn wird senkrecht in die Fassung eingeführt und soll senkrecht wieder aus der Fassung herausgezogen werden. Für die **Kraft zum Eindrücken und Herausziehen** aus der Fassung gelten folgende Richtwerte:

	Eindrücken	Herausziehen
Pico 7	< 5,4 kp	0,8 ... 4,5 kp
Pico 8	< 6 kp	1,5 ... 6 kp
Pico 9	< 6 kp	1,2 ... 5,5 kp

Die **Ausziehkraft** für den Einzelstift darf 85 p nicht unterschreiten.

Verdrahten der Fassung

Die Zuleitungen zu den Fassungskontakten sollen flexibel sein. Fassungsfedern dürfen weder unter sich noch mit dem Mittelröhrchen oder gar mit dem Chassis starr verbunden werden. Im allgemeinen läßt sich diese Forderung — wie die Erfahrungen zeigen — auch erfüllen. Sollte es z.B. bei sehr hohen Frequenzen notwendig sein, sehr kurze Zulei-

tungen zu erhalten, so empfiehlt sich das Verwenden von Bandfolien. Hierbei ist aber darauf zu achten, daß diese elastische Verbindung nicht durch unsachgemäßes Anlöten starr wird. Die Beweglichkeit der Federn in den Kammern der Fassung muß auch nach dem Verdrahten gewährleistet sein.

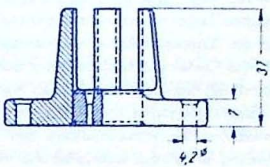
Die Verdrahtung im Gerät muß so ausgeführt sein, daß die unter Abschnitt „Prüfen der Fassungen" angegebenen Werte eingehalten werden.

Auf keinen Fall dürfen freie Fassungskontakte als Stützpunkte für Schaltmittel benutzt werden.

An den Stiften und Anschlußkappen der Röhre selbst darf nicht gelötet werden.

Verdrahten der Fassung mit Stahlstiftphantom

Beim Verdrahten ohne Stahlstiftphantom können die Kontaktfedern beim Anlöten der Schaltelemente aus ihrer vorgesehenen Lage in den Kammern seitlich verschoben werden, so daß beim Einsetzen der Röhre erhebliche Kräfte nötig sind, die Federn in ihre richtige Lage zu bringen; hierbei kann der Röhrenboden beschädigt werden. Deshalb soll während des Verdrahtens ein Stahlstiftphantom (Bild 4) in die Fassung gesteckt werden.



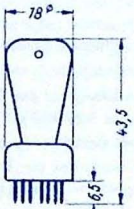


Bild 4

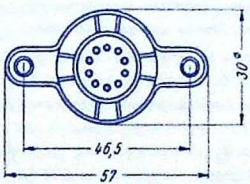


Bild 5

Durch Benutzen des Stahlstiftphantoms wird eine neue Fassung automatisch vor dem Einsetzen der Röhre gängig gemacht.

Stiftricht-Vorrichtungen

Verbogene Stifte an Pico-Röhren sollten grundsätzlich nur mit einer Stiftricht-Vorrichtung (Bild 5), die für Pico 7, 8 und 9 zur Verfügung stehen, in ihre ursprüngliche Lage zurückgebracht werden. Ein Biegen an den Stiften z. B. mit einer Flachzange kann den Preßteller der Röhre beschädigen und ist deshalb zu verwerfen.

Gitterströme, Gitterableitwiderstand

Positiver Gitterstrom

Positiver Gitterstrom ist bei einem Elektronenübergang von der Kathode auf ein Röhrengitter gegeben. Hier handelt es sich durchweg um das Röhren-Steuergitter.

Elektronen gehen unter sonst normalen Bedingungen von der Kathode zum Gitter nur über, wenn das Gitter gegen die Kathode keine oder eine nur recht geringe negative Spannung aufweist. Hat das Gitter lediglich eine niedrige negative Spannung, so tritt ein positiver Gitterstrom als sogenannter Anlaufstrom auf. Ein meßbarer Gitterstrom beginnt nämlich nicht erst bei positiver Spannung des Gitters gegen die Kathode zu fließen, sondern bereits bei einer negativen Gitterspannung, die für Oxyd-Kathoden bei 0...1,3 Volt liegt. In den „Technischen Daten der Rundfunk- und Fernsehröhren" wird z. B. für indirekt geheizte Röhren als Gitterstromeinsatzpunkt $U_{g1e} = -1{,}3$ V ($I_{g1} \leqq +0{,}3\ \mu A$) angegeben. Diese Angabe besagt, daß bei einer negativen Gittervorspannung von 1,3 V der Maximalwert des positiven Gitterstromes 0,3 µA beträgt. Der Gitterstromeinsatzpunkt gibt die Grenze an, bis zu der eine Röhre praktisch leistungslos ausgesteuert werden kann. Der Wert 0,3 µA wird hier deshalb zugrunde gelegt, weil er sich mit einfachen Zeigergalvanometern gerade noch messen läßt. Bei direkt geheizten Röhren liegt die Gitterstrom-Kennlinie weniger weit im Gebiet negativer Gittervorspannung, da das Kontaktpotential zwischen Gitter und Kathode dem Absolutwert nach etwas größer ist als bei indirekt geheizten Kathoden. Im Betrieb tritt aber noch der Einfluß des Spannungsabfalles am Heizfaden hinzu, der den Gitterstromeinsatzpunkt weiter zu positiven Gittervorspannungen hin verschiebt. (Der Bezugspunkt für die Gittervorspannung ist nämlich prinzipiell das negative Heizfadenende!)

Negativer Gitterstrom

Ein dem positiven Gitterstrom entgegengesetzt gerichteter Gitterstrom kann verschiedene Ursachen haben. Davon sind am wichtigsten:

a) **Ungenügende Isolation des Gitters** gegen andere in bezug auf das Gitter positive Elektroden (z. B. Kathode, Schirmgitter, Anode). Sofern es sich hierbei um Ohmsche Widerstände handelt, besteht eine lineare Abhängigkeit zwischen I_g und U_g. Nicht

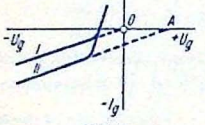


Bild 1

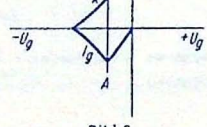


Bild 2

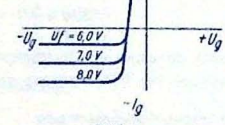


Bild 3

in allen Fällen ist dieser Zusammenhang linear. Der Isolationswiderstand, der z. B. durch auf Isolatoren aufgestäubte Schichten oder durch elektrolytische Zersetzung von Isolatoren entsteht, zeigt Halbleiter-Eigenschaften, also eine Spannungsabhängigkeit.

Geht die Verlängerung der Gitterstromkennlinie (*I* in **Bild 1**) durch den Nullpunkt, so deutet das an, daß es sich um schlechte Isolation zwischen Gitter und Kathode handelt. Schneidet die Verlängerung die waagerechte Achse hingegen rechts vom Nullpunkt (Punkt A und damit Kennlinie *II* in Bild 1), so kann ein Isolationsfehler zwischen Gitter und Anode (bzw. Schirmgitter) vermutet werden. Das Abknicken der Gitterstrom-Kennlinien nach positiven Werten erklärt sich durch das Auftreten von positiven Gitterströmen im Anlaufgebiet.

b) **Schlechtes Vakuum** hat positive Ionen zur Folge. Diese Ionen bilden sich durch Stoßionisation der Gasmoleküle und gelangen auf das gegen die Kathode negative Gitter. Der Wert des Vakuumstromes ist proportional dem Wert des Kathodenstromes. Daher ist die Gitterstromkennlinie zunächst ein Spiegelbild der I_k/U_g-Kennlinie. Wie **Bild 2** zeigt, biegt die Gitterstromkennlinie bei Punkt A von diesem Verlauf ab, da von hier ab der Einfluß des positiven Anlaufstromes überwiegt. Der eindeutige Zusammenhang zwischen negativem Gitterstrom und Druck in der Röhre ermöglicht nicht nur eine einfache Prüfung des Vakuums, sondern außerdem noch das Anwenden der Röhre als Ionisationsmanometer zum Messen niedriger Gasdrucke. Von TELEFUNKEN wurden für diesen Zweck die Röhren IM 1 und IM 5 entwickelt.

c) **Thermische Gitteremission**
Über den geringen Abstand zwischen Gitter und glühender Kathode kann Emissionsmaterial auf das Gitter aufgedampft werden, und durch Absorption der Wärmestrahlung kann das Gitter leicht eine Temperatur von mehreren 100° C annehmen. Die Folge davon ist, daß ein solches Gitter selbst Elektronen emittieren kann, die je nach Spannungsverhältnissen zur Kathode und zu den anderen Elektroden gelangen können.

Bild 3 zeigt Gitterstrom-Kennlinien einer Röhre mit thermischer Gitteremission. Durch den ausgeprägten Sättigungscharakter sind diese Kennlinien von anderen negativen Gitterstrom-Kennlinien gut unterscheidbar. Der Wert des Sättigungsstromes hängt stark von der Kathodentemperatur ab.

Gitterableitwiderstand

Die im vorstehenden näher erläuterten negativen Gitterströme begrenzen den Wert des in dem äußeren Kreis zwischen Gitter und Kathode einzufügenden Gitterableitwiderstandes. Der Spannungsabfall im Gitterableitwiderstand, hervorgerufen durch den Gitterstrom, verschiebt den eingestellten Arbeitspunkt der Röhre. Obwohl nur verhältnismäßig kleine Gitterströme fließen, wird der Arbeitspunkt bei großem Gitterableitwiderstand unzulässig stark verlagert. Für den Betrieb der Röhre aber ist es wichtig, daß durch Einschalten des Gitterableitwiderstandes kein merkbares Verschieben des Arbeitspunktes eintritt. Aus diesem Grunde müssen die in den „Technischen Daten" angegebenen Maximalwerte für die Gitterableitwiderstände bei den verschiedenen Betriebsbedingungen eingehalten werden.

Einfache Meßverfahren zum Bestimmen des Gitterstromes

Die nachstehenden Meßverfahren haben den Vorteil, daß sie ohne Verwendung eines hochempfindlichen Mikroamperemeters Größe und Richtung des Gitterstromes festzustellen gestatten.

Als Beispiel soll der Gitterstrom einer EC 92 ermittelt werden. Die „Technischen Daten" dieser Röhre sind

$$U_a = 250 \text{ V}$$
$$U_g = -2 \text{ V}$$
$$I_a = 10 \text{ mA}$$
$$S = 5{,}5 \text{ mA/V}$$
$$R_g = 1 \text{ M}\Omega$$

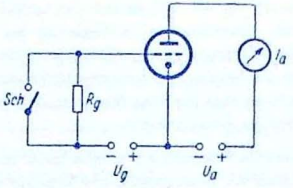


Bild 4

Bild 4 zeigt eine Schaltung zum Bestimmen des Gitterstromes.
Mit der veränderbaren Gittervorspannung U_g wird der Anodenstrom bei geschlossenem Schalter (Sch) genau auf 10 mA (I_a) eingestellt. Nach dem Öffnen des Schalters stellt sich — für dieses Beispiel angenommen — der Anodenstrom infolge eines Gitterstroms auf 10,3 mA ein (I_a'). Der Gitterstrom errechnet sich aus

$$I_g = \frac{I_a - I_a'}{R_g \cdot S} = \frac{10-10{,}3}{1 \cdot 5{,}5} = \frac{-0{,}3}{5{,}5} \approx -0{,}055 \,\mu\text{A}$$

Es fließt also ein negativer Gitterstrom von etwa 0,055 µA.
Wir betrachten jetzt einen zweiten Fall. Es handle sich um eine Röhre, die offenbar in der Schaltung nicht mehr richtig arbeitet. Auch sie untersuchen wir in einer Anordnung gemäß Bild 4. Nach dem Öffnen des Schalters gehe der Anodenstrom von 10 mA auf 3 mA zurück. Damit berechnet sich der Gitterstrom aus

$$I_g = \frac{I_a - I_a'}{R_g \cdot S} = \frac{10-3}{1 \cdot 5{,}5} = \frac{7}{5{,}5} \approx +1{,}3 \,\mu\text{A}$$

in diesem Fall fließt ein positiver Gitterstrom von 1,3 µA.
Ein anderes Verfahren ist folgendes: Zunächst wird wieder, wie oben beschrieben, der Anodenstrom auf 10 mA eingestellt. Der hierbei gemessene Wert der Gittervorspannung (U_g) betrage — 2 V. Jetzt wird der Schalter geöffnet und die Gittervorspannung so eingestellt, daß wieder ein Anodenstrom von 10 mA fließt. Der zweite Gittervorspannungswert (U_g') betrage — 3,5 V. Dann ist

$$I_g = \frac{U_g - U_g'}{R_g} = \frac{2-3{,}5}{1} = \frac{1{,}5}{1} = -1{,}5 \,\mu\text{A}$$

Bei positivem Gitterstrom wäre U_g' kleiner als U_g einzustellen.

Zulässige Werte des Gitterstromes

Je nach Verwendungszweck können bei üblichen Verstärkerröhren Gitterströme bis zu etwa 1 µA (in Sonderfällen sogar bis 3 µA) als tragbar angesehen werden. Höhere Werte bis zu rund 50 µA sind für Endröhren und Senderöhren großer Leistung anzusetzen. Für das Vakuum ergeben sich daraus Werte von 10^{-4}...10^{-5} Torr. Der Isolationswiderstand zwischen Gitter und Kathode muß mindestens 100 MΩ betragen. Für den Wert des Isolationswiderstandes auf der Strecke Gitter/Anode kommt eine Größenordnung von 1000 MΩ in Betracht.

Röhreneingangsleitwert

Den Eingangsleitwert braucht man, um die Röhre bei hohen Frequenzen optimal an die vorangehende Schaltung anpassen zu können. Außerdem ist es bei Kenntnis der Zusammenhänge möglich, den Blindanteil des Eingangsleitwertes in weiten Grenzen unabhängig von der Lage des Arbeitspunktes zu halten.
Der Röhreneingangsleitwert ist der am Eingang einer Röhre für eine vorgegebene Beschaltung des Ausganges und bei vorgegebener Frequenz gemessene Leitwert. Da die Röhre als Vierpol betrachtet werden kann **(Bild 1)**, gilt allgemein

$$Y_I = Y_{11} + Y_{12}\,\frac{U_2}{U_1}$$

mit

Y_I komplexer Röhreneingangsleitwert
Y_{11} komplexer Kurzschluß-Eingangs-Leitwert
Y_{12} komplexer Kurzschluß-Rückwirkungs-Leitwert
U_1 Eingangswechselspannung
U_2 Ausgangswechselspannung

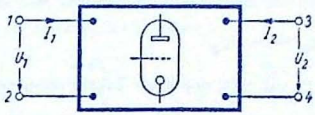


Bild 1

Bei Kurzschluß des Ausgangs, also bei $U_2 = 0$ oder bei neutralisierter Röhre, also $Y_{12} = 0$ wird der Eingangsleitwert Y_I gleich dem Kurzschluß-Eingangsleitwert Y_{11}. Dieser Leitwert Y_{11} läßt sich zerlegen in einen Anteil Y_0, der gleich dem Kurzschluß-Eingangs-Leitwert bei kalter Röhre ist, und einen Anteil Y_i, der bei geheizter Röhre im Arbeitspunkt hinzukommt:

$$Y_I = Y_{11} = Y_0 + Y_i$$

Der Leitwertanteil Y_0 läßt sich in bekannter Weise aus den Teilkapazitäten, den Zuleitungsinduktivitäten und den Verlustleitwerten der Röhre berechnen. Den Leitwertanteil Y_i kann man noch weiter so zerlegen:

$$Y_i = Y_m + Y_{el} + Y_z$$

Darin bedeuten:

Y_m Gesamtemissionsleitwert, hervorgerufen durch die vor der Potentialmulde umkehrenden Elektronen,

Y_{el} elektronischer Eingangsleitwert, der der Änderung des Verschiebungsstromes am Gitter infolge der durchtretenden Elektronen entspricht,

Y_z durch Strom-(Spannungs-)Gegenkopplung vom Ausgang auf den Eingang hervorgerufener Zusatzleitwert.

Wie üblich, kann man den komplexen Leitwert Y in einen Realteil G und einen Imaginärteil g zerlegen:

$$Y = G + jB; \text{ also z. B. } Y_I = G_I + jB_I \text{ und } Y_m = G_m + B_m$$

Man findet dann für die Komponenten des Leitwertanteiles Y_i folgende Verhältnisse: G_m wächst proportional dem Quadrat der Frequenz. G_m ist bei Röhren mit einem Gitter-Kathoden-Abstand > etwa 100 µ gegen $(G_{el} + G_z)$ vernachlässigbar. Für diesen Fall gilt zu 100 MHz: $G_{m\,100} \approx 10\,\mu\,S$.

B_m ist kapazitiv und wächst proportional der Frequenz. Also kann man schreiben:

$$j\,B_m = j\omega\,\Delta\,C_m$$

wobei $\Delta\,C_m$ bei Röhren mit nicht zu kleinem Gitter-Kathoden-Abstand etwa 0,2 pF bis 0,3 pF beträgt.

G_{el} wächst wie G_m quadratisch mit der Frequenz, wird häufig für 100 MHz angegeben und dann mit $G_{el\,100}$ bezeichnet. Allgemein gilt hiermit für f in MHz:

$$G_{el} = G_{el\,100} \cdot f^2 \cdot 10^{-4}$$

g_{el} ist wiederum kapazitiv und proportional der Frequenz. Man schreibt

$$j\,B_{el} = j\,\omega\,\Delta\,C_g$$

Zahlenangaben für $G_{el\,100}$ und $\Delta\,C_g$ sind in der Tabelle enthalten.

G_z und g_z hängen von der gewählten Schaltung ab. In Kathodenbasisschaltung und bei vernachlässigbarer Kathodeninduktivität ist der gesamte Zusatzleitwert Y_z gleich Null. In Gitterbasisschaltung gilt, daß der Zusatzleitwert gleich der komplexen Steilheit S der Röhre ist:

$$Y_z = S = |S|\,(\cos\varphi_S + j\sin\varphi_S)$$

In Zwischenbasisschaltung oder bei Einfluß der Kathodeninduktivität wird

$$Y_z = x\,S = x\,|S|\,(\cos\varphi_S + j\sin\varphi_S)$$

wobei x ein Faktor ist, den man aus der Schaltung berechnen kann. Er entspricht dem Spannungsteilerverhältnis bei der Zwischenbasisschaltung (siehe Seite 272). x ist deshalb in der Kathodenbasisschaltung gleich Null, in der Zwischenbasisschaltung < 1 und in der Gitterbasisschaltung gleich 1. Die Kathodeninduktivität verursacht bei 100 MHz in Kathodenbasisschaltung für x einen Wert von 0,01 ... 0,03.

Man bezeichnet die Elektronenlaufzeiten von der Kathode nach dem Gitter und von diesem nach der Anode mit τ_1 und τ_2. Bei Tetroden und Pentoden ist τ_2 die Laufzeit vom Gitter 1 zum Gitter 2 und τ_3 die Laufzeit vom Gitter 1 zur Anode. Multipliziert man diese Laufzeiten mit der Kreisfrequenz ω, so erhält man die Laufzeitwinkel $\Theta_1 = \omega\,\tau_1$, $\Theta_2 = \omega\,\tau_2$ und $\Theta_3 = \omega\,\tau_3$. Sind diese Winkel sowie die System-Teilkapazität Gitter-Kathode C_{gk} bekannt, so kann man einige der oben angegebenen Leitwerte berechnen. Man findet bei nicht zu kleinen Gitter-Kathoden-Abständen (siehe oben):

$$G_{el} \approx \left(\frac{1}{10}\,\Theta_1 + \frac{1}{4}\,\Theta_2\right) \omega\, C_{gk}$$

$$B_{el} \approx \left(\frac{1}{3} + \frac{4}{3}\,\frac{\Theta_2}{\Theta_1}\right) \omega\, C_{gk}$$

$$|S| \approx \frac{2\,\omega\, C_{gk}}{\Theta_1} \approx \frac{2\,C_{gk}}{\tau_1}$$

Für Trioden, Tetroden und Pentoden

$$\varphi_S \approx -\left(\frac{1}{3}\,\Theta_1 + \frac{2}{3}\,\Theta_2\right) \quad \text{für Trioden}$$

$$\varphi_S \approx -\left(\frac{1}{3}\,\Theta_1 + \frac{2}{3}\,\Theta_3\right) \quad \text{für Tetroden und Pentoden}$$

φ_S ist stets negativ. Demgemäß ist es in der Zwischenbasisschaltung möglich, und zwar mit $x \approx 0{,}5$, den Blindleitwert B_i zum Verschwinden zu bringen. Es gilt nämlich:

$$B_i = G_m + G_{el} + x\,|S| \sin \varphi_S \text{ und}$$

mit $G_m \approx 0$ sowie mit $\sin \varphi_S \approx \varphi_S$ für Trioden:

$$B_i = \left[\left(\frac{1}{3} + \frac{4}{3}\,\frac{\Theta_2}{\Theta_1}\right) - 2x\left(\frac{1}{3} + \frac{2}{3}\,\frac{\Theta_2}{\Theta_1}\right)\right] \omega\, C_{gk}$$

$\frac{\Theta_2}{\Theta_1}$ ist üblicherweise kleiner als 0,25, so daß man zu $x \approx 0{,}5$ für B_i ungefähr den Wert 0 erhält.

In diesem Falle ist die Resonanzabstimmung der Röhre im Arbeitspunkt gleich der Resonanzabstimmung der kalten bzw. gesperrten Röhre, weil sich $B_I = B_{11} = B_0 + B_i$ beim Betrieb nicht ändert. Das bedeutet: bei gitterseitiger Regelung erfolgt keine Verstimmung. Selbstverständlich gilt das nur bei $U_2 = 0$, also bei sehr geringem Außenwiderstand bzw. bei $Y_{12} = 0$, also bei neutralisierter Röhre.

Den Wert von G_I benötigt man für die Anpassung zwischen Antenne und Röhre. Demgemäß ist in folgender Tabelle $G_{I\,100}$ mit aufgenommen.

Tabelle (neutralisierte Röhre in Kathodenbasisschaltung)

Typ	$G_{I\,100}$ mS	$G_{el\,100}$ mS	$\Delta\, C_g$ pF	$\lvert S \rvert$ mA/V	$\varphi_{S\,100}$ Bogen	Grad
E 180 F	0,45	0,08		16	−0,47	−27°
EC 92	0,125	0,043	1,4	7,2	−0,14	− 8°
ECC 85	0,167	0,059	1,3	5,9	−0,16	− 9°
EF 80	0,3	0,084	2,2	9,4	−0,47	−27°
PCC 84	0,10	0,029	1,1	6	−0,14	− 8°
2 C 39 A	0,8	0,18	2,85	23	−0,16	− 9°

Die Röhre als aktiver Vierpol

Zweck dieser Zeilen

Die folgende Formelzusammenstellung wird gebraucht, wenn eine Hf-Eingangsstufe mit Triode bezüglich Verstärkung und Rauschen dimensioniert werden soll. Die Gleichungen schließen die Rückwirkungen ein. Daher eignen sie sich sowohl für nicht neutralisierte wie für neutralisierte Stufen. Nicht neutralisierte Stufen können z. B. als Gitterbasis-Schaltung und Cascode-Schaltung vorkommen.

Der aktive Vierpol allgemein

Zum aktiven Vierpol gehören vier voneinander unabhängige Konstanten. Eine dieser Konstanten ist in der Generatorwirkung des aktiven Vierpoles begründet. Siehe hierzu: Vierpolarten, Seite 54.

In **Bild 1** ist ein aktiver Vierpol dargestellt. Hierzu sind mit den Gleichungen (1) und (2) die für ihn allgemein gültigen Beziehungen angegeben. In den Gleichungen (3) bis (6) werden die Vierpolkonstanten definiert. Die Gleichung (7) gilt für den Eingangsleitwert zwischen den Klemmen 1 und 2 und die Gleichung (8) für den Ausgangsleitwert zwischen den Klemmen 3 und 4. Durch Gleichung (9) wird die komplexe Spannungsverstärkung definiert. Schließlich gibt Gleichung (10) die Leistungsverstärkung des Vierpols wieder. Dabei bedeuten: der Leitwert G_n den reellen Nutzleitwert am Ausgang des Vierpols und der Leitwert $G_{(1-2)}$ den gesamten Realteil, der zwischen den Klemmen 1—2 liegt.

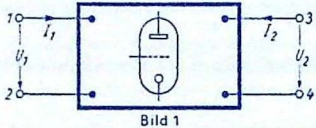


Bild 1

Ein (für das verarbeitende Signal) aktiver Vierpol enthält wenigstens eine Signal-Urstrom- bzw. Urspannungsquelle. Im folgenden wird durchweg mit einer Signal-Urstromquelle gearbeitet. An ihrer Stelle ist der Signal-Urstrom (als **Einströmung**) in Form zweier Pfeile eingetragen.

Allgemein gültige Vierpol-Gleichungen:

$$I_1 = U_1 \cdot Y_{11} + U_2 \cdot Y_{12} \qquad (1)$$

$$I_2 = U_1 \cdot Y_{21} + U_2 \cdot Y_{22} \qquad (2)$$

Definition der Vierpolkonstanten:

$$Y_{11} = \left(\frac{I_1}{U_1}\right)_{U_2 = 0} \qquad \text{(Klemmen 3—4 kurzgeschlossen)} \qquad (3)$$

$$Y_{12} = \left(\frac{I_1}{U_2}\right)_{U_1 = 0} \qquad \text{(Klemmen 1—2 kurzgeschlossen)} \qquad (4)$$

$$Y_{21} = \left(\frac{I_2}{U_1}\right)_{U_2 = 0} \qquad \text{(Klemmen 3—4 kurzgeschlossen)} \qquad (5)$$

$$Y_{22} = \left(\frac{I_2}{U_2}\right) U_1 = 0 \qquad \text{(Klemmen 1—2 kurzgeschlossen)} \quad (6)$$

Aus diesen Konstanten leiten sich ab:

$$Y_I = \left(\frac{I_1}{U_1}\right) I_2 = 0 = Y_{11} - \frac{Y_{12}\,Y_{21}}{Y_{22}} \qquad \text{(Klemmen 3—4 offen)} \quad (7)$$

$$Y_{II} = \left(\frac{I_2}{U_2}\right) I_1 = 0 = Y_{22} - \frac{Y_{12}\,Y_{21}}{Y_{11}} \qquad \text{(Klemmen 1—2 offen)} \quad (8)$$

$$V_{UI} = \left(\frac{U_2}{U_1}\right) I_2 = 0 = -\frac{Y_{21}}{Y_{22}} \qquad \text{(Klemmen 3—4 offen)} \quad (9)$$

$$V_{PI} = \frac{P_A}{P_I} = |V_{UI}|^2 \cdot \frac{G_A}{G_I} = |V_{UI}|^2 \cdot \frac{\text{Realteil von } Y_A}{\text{Realteil von } Y_I} \quad (10)$$

(P_A = Nutzleistung zwischen 3 und 4)
(G_A = Verbraucher-Wirkleitwert)
(Y_A = Verbraucher-Impedanz)

Die Röhrenschaltungen und ihre Vierpol-Ersatzbilder

Die gesteuerte Röhre stellt einen aktiven Vierpol dar. Ihre Generatorwirkung kommt in den Vierpol-Ersatzschaltbildern durch die Einströmung zum Ausdruck. Diese ist gegeben durch das Produkt aus der (komplexen) Steilheit S und der steuernden Spannung U_{gk} (Wechselspannung des Gitters gegen die Kathode). Sie stellt einen Wechselstrom durch Y_{AK} dar.

Die Einströmung wird normalerweise gemäß den Bildern 3, 7, 9 und 11 so dargestellt, daß sie in die Kathode mündet und aus der Anode austritt. Die positive Zählrichtung der Spannung U_{GK} gilt dazu vom Gitter (G) nach der Kathode (K).

Die komplexen Leitwerte Y sind mit den Indizes A, G, K und E versehen. Diese geben an, zwischen welchen Röhren- bzw. Schaltungspolen sie liegen. Jeder der Leitwerte kann zwei Anteile umfassen: einen, der der Röhre zugehört und einen, der in der Schaltung enthalten ist.

Hier wird das Vierpol-Ersatzbild als π-Glied dargestellt. Das erleichtert die Rechnungen: Man kann so den äußeren Eingangsleitwert (z. B. den Gesamtleitwert aus transformiertem Antennenleitwert und Kreisleitwert) mit dem vorderen Querleitwert (Eingangsquerleitwert) des π-Gliedes, und den äußeren Ausgangsleitwert mit dem hinteren Querleitwert (Ausgangsquerleitwert) des π-Gliedes zusammenfassen.

1. Reine Kathodenbasis-Schaltung

Bild 2 zeigt die Schaltung, **Bild 3** das ihr entsprechende Vierpol-Ersatzbild. Darunter sind die Vierpolkonstanten angegeben. Besonders zu beachten ist bei der komplexen Verstärkung das negative Vorzeichen. Dieses drückt für reelle Verstärkung den Vorzeichenwechsel zwischen Eingangs- und Ausgangs-Spannung aus.

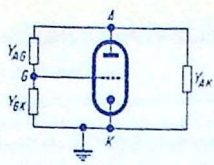


Bild 2

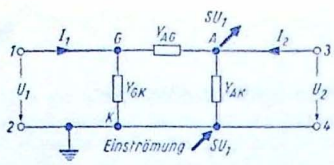


Bild 3

$$Y_{11} = Y_{GK} + Y_{AG}$$

$$Y_{12} = -Y_{AG}$$

$$Y_{21} = S - Y_{AG}$$

$$Y_{22} = Y_{AK} + Y_{AG}$$

$$Y_I = Y_{GK} + Y_{AG} + Y_{AG}\,\frac{S - Y_{AG}}{Y_{AK} + Y_{AG}}$$

$$Y_{II} = Y_{AK} + Y_{AG} + Y_{AG}\,\frac{S - Y_{AG}}{Y_{GK} + Y_{AG}}$$

$$V_{UI} = -\frac{S - Y_{AG}}{Y_{AK} + Y_{AG}}$$

2. Gitterbasis-Schaltung

Bild 4 zeigt die Schaltung. **Bild 5** stellt das entsprechende Vierpol-Ersatzbild dar und enthält die dazugehörigen Größen. Im Gegensatz zur Kathodenbasis-Schaltung besteht hier bei reeller Spannungs-Verstärkung zwischen Eingangs- und Ausgangs-Spannung Phasengleichheit (kein Vorzeichenwechsel).

Man beachte, daß die Spannung U_1 hier von der Kathode nach dem Gitter positiv gezählt wird. Das geschieht, weil in dieser Schaltung das Gitter geerdet ist. Der Zählrichtung von U_1 gemäß mündet die Einströmung in A und entspringt in K.

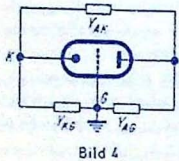


Bild 4

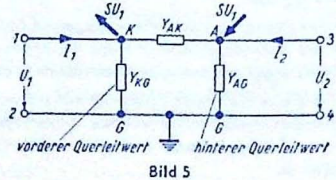


Bild 5

$$Y_{11} = S + Y_{AK} + Y_{KG} \qquad Y_{21} = -(S + Y_{AK})$$

$$Y_{12} = -Y_{AK} \qquad Y_{22} = Y_{AK} + Y_{AG}$$

$$Y_I = \left(\frac{I_1}{U_1}\right)_{I_2 = 0} = S + Y_{KG} + Y_{AK} - \frac{Y_{AK} \cdot (S + Y_{AK})}{Y_{AK} + Y_{AG}}$$

$$Y_{II} = \left(\frac{I_2}{U_2}\right)_{I_1 = 0} = Y_{AK} + Y_{AG} - \frac{Y_{AK} \cdot (S + Y_{AK})}{S + Y_{KG} + Y_{AK}}$$

$$V_{UI} = +\frac{S + Y_{AK}}{Y_{AK} + Y_{AG}}$$

3. Anodenbasis-Schaltung

Bild 6 veranschaulicht die Schaltung und **Bild 7** das Vierpol-Ersatzbild einer Anodenbasis-Stufe. Während in den anderen beiden Schaltungen die Spannungsverstärkung größer oder kleiner als 1 sein kann, ist sie bei der Anodenbasis-Schaltung immer kleiner als 1.

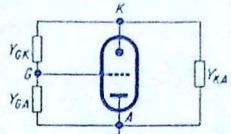


Bild 6

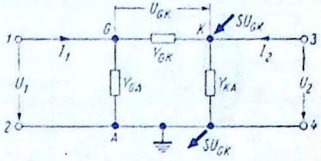


Bild 7

Formeln zur Anodenbasis-Schaltung:

$$Y_{11} = Y_{KG} + Y_{GA}$$

$$Y_{12} = -Y_{KG}$$

$$Y_{21} = -(S + Y_{KG})$$

$$Y_{22} = S + Y_{KG} + Y_{KA}$$

$$Y_I = \left(\frac{I_1}{U_1}\right)_{I_2 = 0} = Y_{GA} + Y_{GK} - Y_{GK}\,\frac{S + Y_{GK}}{S + Y_{GK} + Y_{KA}}$$

$$= Y_{GA} + Y_{GK} - V_{UI}\,Y_{GK}$$

$$Y_{II} = \left(\frac{I_2}{U_2}\right)_{I_1 = 0} = S + Y_{GK} + Y_{KA} - \frac{(S + Y_{GK})\,Y_{GK}}{Y_{GA} + Y_{GK}}$$

$$V_{UI} = \left(\frac{U_2}{U_1}\right)_{I_2 = 0} = \frac{S + Y_{GK}}{S + Y_{GK} + Y_{KA}}$$

4. Kathodenbasis-Schaltung mit endlichem Leitwert zwischen Kathode und Basis

Bei hohen Frequenzen läßt sich eine reine Kathodenbasis-Schaltung nicht mehr verwirklichen, da zwischen jedem Anschluß der Röhre und den Wirkungsflächen der zugehörigen Elektrode immer eine Induktivität vorhanden ist. Während die Wirkung der Induktivität der Anoden- und die der Gitter-Zuleitung noch in den allermeisten Fällen vernachlässigt werden können, ist dies für die Induktivität der Kathodenleitung nicht mehr möglich. Unter Berücksichtigung der Kathoden-Induktivität (zugehöriger Leitwert Y_{KE}) erhält man das **Schaltbild 8** und die zugehörige Vierpol-Ersatzdarstellung gemäß **Bild 9.**

Die Formeln für

Eingangsleitwert, Ausgangsleitwert und Verstärkung

enthalten nicht wie in den vorhergehenden Schaltungsfällen die Röhrengrößen, sondern, um die Gleichungen übersichtlicher zu machen, die Vierpolkonstanten.

Inwieweit bei dem Weiterrechnen für die Eingangs- und Ausgangs-Widerstände sowie für die Verstärkung die vollständigen Ausdrücke der Vierpolkonstanten benutzt werden müssen, hängt allein von der numerischen Auswertung ab. Man erkennt sehr leicht, daß die Schaltung mit $Y_{KE} \to \infty$ in die reine Kathodenbasis-Schaltung übergeht.

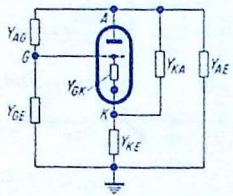


Bild 8

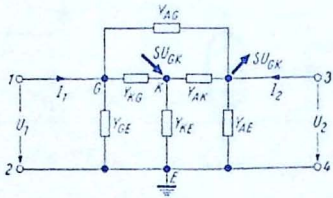


Bild 9

Formeln für Kathodenbasis-Schaltung mit endlichem Leitwert zwischen Kathode und Basis:

$$Y_I = Y_{11} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{22}} = Y_{11} + Y_{12} \cdot V_{UI}$$

$$Y_{II} = Y_{22} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{11}} = Y_{22} + V_{UI} \frac{Y_{12} \cdot Y_{22}}{Y_{11}}$$

$$V_{UI} = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{Y_{21}}{Y_{22}}$$

$$Y_{11} = Y_{GE} + Y_{AG} + \frac{Y_{GK}(Y_{KE} + Y_{AK})}{S + Y_{KE} + Y_{AK} + Y_{GK}}$$

$$Y_{12} = -Y_{AG} - \frac{Y_{GK} \cdot Y_{AK}}{S + Y_{KE} + Y_{AK} + Y_{GK}}$$

$$Y_{21} = S - Y_{AG} - \frac{(S + Y_{GK})(S + Y_{AK})}{S + Y_{KE} + Y_{AK} + Y_{GK}}$$

$$Y_{22} = Y_{AE} + Y_{AK} + Y_{AG} - \frac{(S + Y_{AK})\, Y_{AK}}{S + Y_{KE} + Y_{AK} + Y_{GK}}$$

5. Zwischenbasis-Schaltung

Wird schaltungstechnisch die Forderung gestellt, daß z. B. ein Kabel mit Z abgeschlossen und gleichzeitig Geräusch-Anpassung erreicht werden soll, so kann man die in **Bild 10** dargestellte Zwischenbasis-Schaltung verwenden.

Diese Schaltung wird zweckmäßigerweise auch der Berechnung von Rauschzahlen zugrunde gelegt. In diesem Fall werden nämlich alle Schaltungselemente auf die Strecke Kathode–Gitter bezogen (siehe Bild 10).

In **Bild 11** ist die Schaltung als Vierpol-Ersatzbild wiedergegeben. Für die Zwischenbasis-Schaltung wird die Größe des Anzapfungsverhältnisses $x = \frac{U_{EK}}{U_{GK}}$ als Spannungsverhältnis eingeführt.

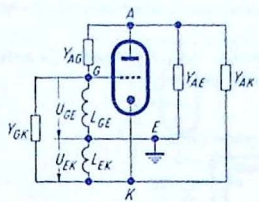


Bild 10

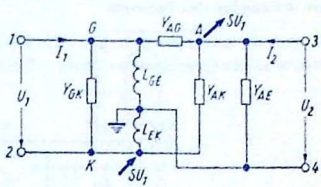


Bild 11

Formeln für Zwischenbasis-Schaltung:

$$x = \frac{U_{EK}}{U_{GK}} \approx \omega^2 L_{KE} C_{GK} \approx \frac{L_{KE}}{L_{KE} + L_{GK}}$$

$$Y_{11} = Y_{GK} + (1-x)^2 Y_{AG} + x^2 Y_{AK} + x S; \; V_{UI} = -\frac{S + x Y_{AK} - (1-x) Y_{AG}}{Y_{AE} + Y_{AG} + Y_{AK}}$$

$$Y_{12} = x Y_{AK} - (1-x) Y_{AG}$$

$$Y_{21} = S + x Y_{AK} - (1-x) Y_{AG}$$

$$Y_{22} = Y_{AE} + Y_{AG} + Y_{AK}$$

$$Y_I = Y_{GK} + (1-x)^2 Y_{AG} + x^2 Y_{AK} + x S - \frac{[x Y_{AK} - (1-x) Y_{AG}]\,[S + x Y_{AK} - (1-x) Y_{AG}]}{Y_{AE} + Y_{AG} + Y_{AK}}$$

$$Y_{II} = Y_{AE} + Y_{AG} + Y_{AK} - \frac{[x Y_{AK} - (1-x) Y_{AG}]\,[S + x Y_{AK} - (1-x) Y_{AG}]}{Y_{GK} + (1-x)^2 Y_{AG} + x^2 Y_{AK} + x S}$$

Kathodenbasis-Schaltung und Gitterbasis-Schaltung sind Grenzfälle der Zwischenbasis-Schaltung. Läßt man den Wert x nach Null gehen, so nähert man sich damit stetig der Kathodenbasis-Schaltung ($x = 0$). Geht der Wert x gegen 1, so ist das die stetige Annäherung an die Gitterbasis-Schaltung ($x = 1$).

Die Darstellung des Vierpol-Ersatzbildes der Zwischenbasis-Schaltung gründet sich hier auf die Kathodenbasis-Schaltung. Daher bleibt in diesem Fall für den Übergang auf $x = 1$ (Gitterbasis-Schaltung) die Einströmrichtung der Kathodenbasis-Schaltung erhalten.

Übereinstimmung mit der Gitterbasis-Schaltung gemäß Bild 4 und 5 wird hergestellt durch Umdrehen des Spannungspfeiles U_1 und der Einströmrichtungen SU_1 in den Bildern 10 und 11, von denen ausgegangen wurde.

Mit U_1 und SU_1 erhält man für Y_{12} und Y_{21} aus den Bildern 10 und 11 die entgegengesetzten Vorzeichen wie aus den Bildern 4 und 5. Y_{12} und Y_{21} treten aber in den Formeln als Produkt auf. Damit bleibt dieser Vorzeichenwechsel auf die Ergebnisse ohne Einfluß.

Zum Anwenden der Formeln

Wie schon bemerkt, gestattet das hier als π-Glied gewählte Vierpol-Ersatzbild, die äußeren Leitwerte zu den Querleitwerten dieses π-Gliedes zuzuschlagen.

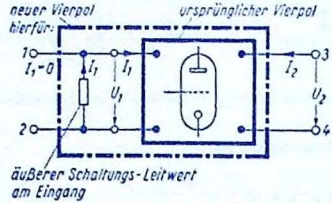


Bild 12

Das ist dann von Vorteil, wenn man die Gleichungen 7 ... 10 unmittelbar zum Berechnen einer Schaltung verwenden will. Durch Zusammenlegen des z. B. am Eingang liegenden äußeren Leitwertes (etwa übersetzter Antennenleitwert und Kreisleitwert) mit dem Eingangsquerleitwert des π-Gliedes entsteht ein neuer Vierpol **(Bild 12)**. Für ihn ist nunmehr die Bedingung $I_1 = 0$ erfüllt. Der neue Vierpol befindet sich nämlich eingangsseitig im Leerlauf. Aus diesem Vierpol kann man jetzt den an den Klemmen 3—4 für $I_1 = 0$ erscheinenden Leitwert Y_{II} berechnen. Entsprechendes gilt für den Abschluß der Ausgangsseite mit dem äußeren Leitwert **(Bild 13)** und das Berechnen des an den Klemmen 1—2 für $I_2 = 0$ erscheinenden Leitwertes Y_I.

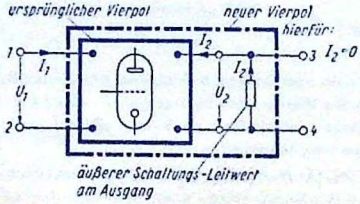


Bild 13

Reaktanzröhre (Blindröhre, Röhre als Blindwiderstand)

Erklärung

Unter einer Reaktanzröhre versteht man eine in sich rückgekoppelte Röhrenstufe, die entweder zwischen Anode und Kathode oder zwischen Gitter und Kathode die Eigenschaften eines Blindwiderstandes hat (Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom nahezu $^1/_4$ einer Periode). Hierbei muß die Gitterwechselspannung gegen die Anodenwechselspannung um ebensoviel phasenverschoben sein.

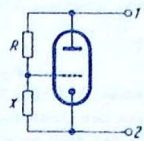


Bild 1

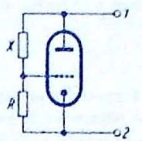


Bild 2

Die **Bilder 1** und **2** zeigen schematisch zwei solche Reaktanzröhrenschaltungen, die zwischen Anode (Anschluß 1) und Kathode (Anschluß 2) als Blindwiderstände bzw. Blindleitwerte dienen.

Grundbeziehungen

Mit dem Wirkwiderstand R und dem Blindwiderstand X, dem Innenwiderstand R_i der Röhre und ihrer Steilheit S ergibt sich zu Bild 1 als Gesamtleitwert zwischen den Punkten 1 und 2:

$$Y = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R + j\,X} + \frac{j\,X\,S}{R + j\,X}$$

Für $R_i \gg R + j\,X$ (Schirmgitterröhre) vereinfacht sich dieser Ausdruck zu

$$Y = \frac{1}{R + j\,X} + \frac{j\,X\,S}{R + j\,X}$$

Berücksichtigen wir hierbei noch, daß im Fall A $R \gg X$ gemacht werden muß, so erhalten wir schließlich als Ausdruck für den Gesamtleitwert:

$$Y = \frac{1}{R} + j\,X\,\frac{S}{R} = \frac{1 + j\,X\,S}{R}$$

Zu Bild 2 ergibt sich entsprechend (mit $X \gg R$)

$$Y = -\,j\,\frac{1 + R\,S}{X}$$

Hieraus folgen die Angaben, die weiter unten gemacht werden.

Verwendung

Reaktanzröhren braucht man für das Nachstimmen von Abstimmkreisen und für Frequenzmodulation (z. B. auch zum Wobbeln). Die Röhrenschaltung wird dem in seiner Frequenz

zu beeinflussenden Resonanzkreis (L_0, C_0) parallel geschaltet. Das Ändern des Blindwiderstandes geschieht über die Röhrensteilheit. Diese wird über die Gittervorspannung oder — gelegentlich auch — über die Schirmgitterspannung der Röhre beeinflußt.

Die Verschiebung der Gitterwechselspannung gegen die Anodenwechselspannung wird mittels eines zwischen Anode und Kathode liegenden Spannungsteilers erzielt. Der Spannungsteiler besteht jeweils aus einem Wirkwiderstand R und einem Blindwiderstand X, wobei zwischen Anode und Gitter entweder der Wirkwiderstand oder der Blindwiderstand liegen kann. Der Betrag des zwischen Anode und Gitter liegenden Widerstandes ist dabei stets weit größer als der des zwischen Gitter und Kathode eingefügten Zweiges.

Frequenzhub

Das Ausmaß des Frequenzhubes folgt aus der möglichen Änderung der Steilheit vom Wert Null bis zum Höchstwert. Es hängt außerdem von den Daten des Kreises ab, dem die Röhrenschaltung parallel liegt. Allgemein gilt für den Frequenzhub der Ausdruck

$$\Delta f = \frac{\omega_0^2}{2} \cdot L_0 \cdot Y_B$$

worin Y_B den Blindleitwert der Röhrenschaltung bedeutet. Der Frequenzhub ist demgemäß nur dann von der Abstimmung des Kreises unabhängig, wenn der Blindleitwert Y_B dem Quadrat der Kreisfrequenz ω_0 umgekehrt proportional ausfällt.

In der folgenden Aufstellung wird diese Forderung durch Fall 5 erfüllt, wenn man den zwischen Gitter und Kathode liegenden Kreis L, C auf eine passende Frequenz unter dem Bereich für die Resonanzfrequenzen des Kreises L_0, C_0 abgleicht. Hierfür wird der Widerstand der Parallelschaltung aus L und C für den Abstimmbereich von L_0, C_0 der Röhrenschaltung ungefähr proportional dem Quadrat von ω_0.

Es muß darauf hingewiesen werden, daß das Beeinflussen der Frequenz mit einer meist unerwünschten Amplitudenänderung verknüpft ist. Will man letztere für Wobbelzwecke gering halten, so arbeitet man mit Überlagerung. Beispiel: Wobbelung 500 kH ± z 50 kHz. Oszillator I 5,5 MHz fest, Oszillator II 5 MHz ± 50 kHz gibt Wobbelung 10 %, bei Frequenzhub 1 %.

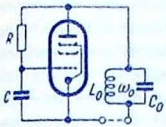
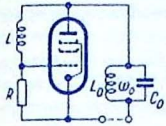
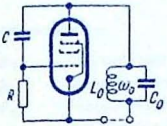
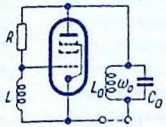
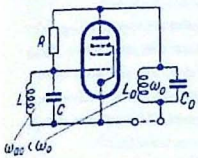
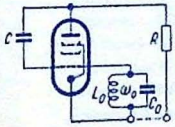
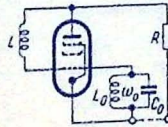
Übersteuerungen

Die vorstehenden Beziehungen gelten zunächst für Gitterwechselspannungen, die so klein sind, daß dafür die wirksame Steilheit gleich der Kennliniensteilheit im Arbeitspunkt bleibt. Bei stärkerer Aussteuerung der Reaktanzröhre fällt die wirksame Steilheit im allgemeinen geringer aus als die Steilheit, die für den Arbeitspunkt selbst gilt.

In den hier behandelten Schaltungen dient als Reaktanz die Anoden-Kathoden-Strecke der Röhre. Hiermit ist die Übersteuerungsgefahr geringer als für entsprechende Schaltungen, in denen die Gitter-Kathoden-Strecke als Reaktanz ausgenutzt wird.

Zusammenstellung der Möglichkeiten

Die folgende Tabelle enthält die durch die Bilder 1 und 2 im Prinzip veranschaulichten Fälle.

Schaltung	Ersatzschaltung	Werte der Ersatzschaltung	Maximaler Frequenzhub ≈
	①	$L_p \approx \frac{R\,C}{S}$ $R_p \approx R$	$\frac{\omega_0}{2} L_0 \frac{S_{max}}{C\,R}$
	②	$L_p \approx \frac{L}{R\,S+1}$ $R_p \approx \infty$	$\frac{\omega_0}{2} \frac{L_0}{L} (1 + R\,S_{max})$
	③	$C_p \approx C\,(1 + RS)$ $R_p \approx \infty$	$\frac{\omega_0^3}{2} L_0\,C\,(1 + R\,S_{max})$
	④	$C_p \approx \frac{L\,S}{R}$ $R_p \approx R$	$\frac{\omega_0^3}{2} L_0 \frac{L\,S_{max}}{R}$
	⑤	$L_p \approx \frac{R}{S}\left(C - \frac{1}{\omega_0^2 L}\right)$ $R_p \approx R$	$\frac{\omega_0^2}{2} L_0 \frac{S_{max}}{\left(\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L}\right) R}$
	⑥	$C_p \approx C\,(1 + R\,S)$ $R_p \approx \infty$	$\frac{\omega_0^3}{2} L_0\,C\,(R\,S+1)$
	⑦	$L_p \approx \frac{L}{R\,S+1}$ $R_p \approx \infty$	$\frac{\omega_0}{2} L_0 \frac{R\,S+1}{L}$

Wobbler für 10,7 MHz zur Untersuchung von FM-Demodulatoren

Als Beispiel für die Anwendung einer Reaktanzröhre zeigt **Bild 3** die Schaltung eines Wobblers, der im wesentlichen aus einer zweigliedrigen, ohmisch abgeschlossenen Laufzeitkette, einer Oszillatorröhre V_1 und einer Reaktanzröhre V_2 besteht. Die Anordnung erregt sich mit der Frequenz, für die die Kette zwischen Eingangs-Einströmung und Ausgangsspannung die für die Rückkopplung erforderliche Phasenverschiebung von 180° ergibt. Die Reaktanzröhre stellt eine Parallel-Induktivität zum Eingang der Kette dar. Dazu wird ihrem Steuergitter eine Hf-Wechselspannung von dem Verbindungspunkt P der beiden Kettenglieder aus zugeführt, die der Anodenwechselspannung der Reaktanzröhre um 90° nacheilt.

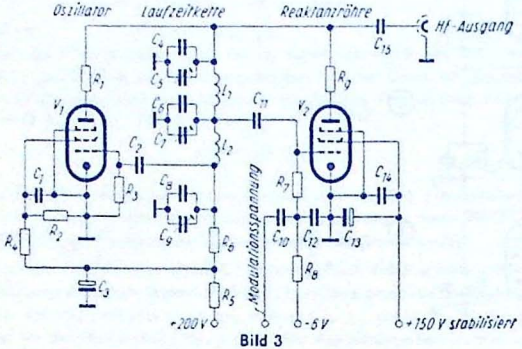


Bild 3

Der Blindleitwert der Reaktanzröhre hängt von deren Steuergittervorspannung ab. Diese beeinflußt somit die erzeugte Frequenz. Die Beeinflußung wird am stärksten, falls die hochfrequente Aussteuerung der Reaktanzröhre so klein ist, daß Kennlinienkrümmungen noch nicht nennenswert eingehen. In vorliegender Schaltung ist diese Bedingung nicht erfüllt. Doch fällt die Hf-Spannung hierin auch nicht so groß aus, daß in der Reak-

Bild 4

tanzröhre ein Gitterstrom fließt. Der erforderliche Frequenzhub wird trotz der etwas stärkeren Durchsteuerung der Reaktanzröhre erreicht. Dabei ergibt sich eine gewisse Linearisierung der Frequenz-Kennlinie (**Bild 4**). Für 75 kHz Wobbelhub bleibt der Klirrgrad noch unter 3‰. Der maximale Hub kann (zum Schreiben einer Diskriminator-Kennlinie) mit etwa 300 kHz gewählt werden.

Der Wobbler gibt in dem hierbei überstrichenen Frequenzbereich eine annähernd konstante Ausgangsspannung. Trotzdem wird man für Meßzwecke hinter den Wobbler meist noch eine Bregenzerstufe schalten, die außerdem als Trennstufe gegen Beeinflussungen verschiedenster Art wirksam ist.

Der Wobbler muß wegen der stark von den Betriebsspannungen abhängigen Frequenz unbedingt mit sehr gut stabilisierten und beruhigten Gleichspannungen betrieben werden. Für die Heizung der Röhren ist ein geglätteter und, z. B. durch einen Eisenwasserstoffwiderstand, stabilisierter Gleichstrom zu empfehlen.

Schaltteilliste

R_1	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,5 W
R_3	Schichtwiderstand	30 kΩ	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,5 W
R_5	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,5 W
R_6	Schichtwiderstand	500 Ω ± 5%	0,25 W
R_7	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_8	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_9	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,1 W
C_1	Papierkondensator	0,1 µF	250 V_ if*
C_2	Keramikkondensator	30 µF	250 V_
C_3	Elektrolytkondensator	8 µF	250/285 V_
C_4	Keramikkondensator	50 pF	250 V
C_5	Trimmerkondensator	2...15 pF	
C_6	Keramikkondensator	120 pF	250 V
C_7	Trimmerkondensator	4...30 pF	
C_8	Keramikkondensator	50 pF	250 V
C_9	Trimmerkondensator	2...15 pF	
C_{10}	MP-Kondensator	2 µF	125 V
C_{11}	Kunstfolienkondensator	5 nF	250 V_ if*
C_{12}	Keramikkondensator	100 pF	250 V
C_{13}	Elektrolytkondensator	8 µF	250/285 V
C_{14}	Papierkondensator	5 nF	250 V_ if*
C_{15}	Keramikkondensator	100 pF	250 V
L_1	Spule	3,1 µH (Schraubkern)	
L_2	Spule	3,1 µH (Schraubkern)	
V_1	Röhre EF 800		
V_2	Röhre EF 800		

*) if bedeutet „induktionsfrei"

Gegenkopplungen in Niederfrequenz-Röhrenverstärkern

Allgemeines

Niederfrequenz-Röhrenverstärker sind spannungsgesteuert. Gegenkopplung bedeutet hierbei, daß dem Eingang zusätzlich zur Steuerspannung U_1, und zwar gegenphasig zu ihr, eine vom Ausgang stammende Spannung U_G zugefügt wird.

Da die vom Ausgang auf den Eingang zurückgeführte Größe hier eine Spannung ist, handelt es sich dabei stets um eine Spannungs-Gegenkopplung. Je nach Ursprung der Gegenkopplungsspannung U_G unterscheidet man:

Spannungs- Spannungs-Gegenkopplung
Strom- Spannungs-Gegenkopplung und
gemischte Spannungs-Gegenkopplung

Diese Gegenkopplungen werden im vorliegenden Beitrag kurz Spannungs-, Strom- und gemischte Gegenkopplung genannt.

Die auf den Eingang zurückgeführte Spannung U_G kann immer, ob sie nun unmittelbar von der Ausgangsspannung U_2 oder von dem Ausgangsstrom I_2 oder sowohl von U_2 wie von I_2 abhängig ist, stets zur Ausgangsspannung U_2 ins Verhältnis gesetzt werden. Dieses Verhältnis nennt man den **Rückkopplungsgrad** α:

$$\alpha = \frac{U_G}{U_2} \tag{1}$$

Jede Gegenkopplung reduziert die Verstärkung V auf V'. Außerdem beeinflußt sie, abhängig von der Schaltung, den zwischen den Ausgangsklemmen wirkenden Innenwiderstand R_i sowie den zwischen den Eingangsklemmen des Verstärkers wirkenden Eingangswiderstand Z_e. Für die Verstärkungsreduktion gilt

$$V' = \frac{V}{1 + \alpha V} \tag{2}$$

Die innerhalb des gegengekoppelten Verstärkers entstehenden nichtlinearen Verzerrungen werden auf den Bruchteil V'/V herabgesetzt, falls man den Verstärker nur soweit aussteuert, daß weder in der Ausgangswechselspannung noch im Ausgangswechselstrom Abkappungen zustande kommen. Die Verzerrungsverminderung des Klirrgrades k auf den Klirrgrad k'

$$k' = k \cdot \frac{V'}{V} = \frac{k}{1 + \alpha V} \tag{3}$$

nutzt man z. B. in Verstärkern für elektroakustische Anlagen weitgehend aus.

Die Leistung, die von der Endröhre (oder den Endröhren) an den Außenwiderstand Z_a abgegeben werden kann, wird um die Anteile vermindert, die in den zum Gegenkoppeln zusätzlich notwendigen Widerständen verlorengehen. Es handelt sich hierbei z. B. um

die Widerstände Z_b, Z_c und Z_d in den Bildern 1 ... 3. Diese Verluste sind belanglos, falls, wie üblich, $|Z_b| \gg |Z_a|$ und $|Z_d| \ll |Z_a|$ gewählt werden.

Beides wird für das Folgende als gegeben betrachtet.

Spannungs-Gegenkopplung (Bild 1)

Die zurückgeführte Spannung U_G ist bei dieser Gegenkopplung der am Außenwiderstand Z_a auftretenden Spannung U_2 proportional. Mit $|Z_b| \gg |Z_a|$ erhält man den Gegenkopplungsgrad

$$\alpha_U = \frac{U_G}{U_2} = \frac{Z_c}{Z_b + Z_c} \tag{4}$$

und hiermit aus der Verstärkung ohne Gegenkopplung V die Verstärkung mit Gegenkopplung V':

$$V' = \frac{V}{1 + \alpha_U V} \tag{5}$$

Der Innenwiderstand des gegengekoppelten Verstärkers ist im allgemeinen Fall komplex. Deshalb wird er (statt mit R'_i) mit Z'_i bezeichnet:

$$Z'_i = \frac{R_i}{1 + \alpha_U V + \alpha_U V \dfrac{R_i}{Z_a}} \tag{6}$$

Bild 1

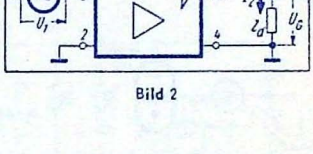


Bild 2

Strom-Gegenkopplung (Bild 2)

Die zurückgeführte Spannung U_G ist hier dem Strom I_2 proportional, der den Außenwiderstand $Z_a + Z_d$ durchfließt. Für $|Z_a| \gg |Z_d|$ gilt:

$$U_G = I_2 Z_d \qquad U_2 = I_2 \cdot Z_a$$

$$\alpha_I = \frac{U_G}{U_2} = \frac{Z_d}{Z_a} \tag{7}$$

$$V' = \frac{V}{1 + \alpha_I V} \tag{8}$$

$$Z'_i = R_i \left(1 + \alpha_I V + \alpha_I V \frac{Z_a}{R_i}\right) \tag{9}$$

Gemischte Gegenkopplung (Bild 3)

Werden Spannungs- und Strom-Gegenkopplung in einer Schaltung gemeinsam verwirklicht, so hat man gemischte Gegenkopplung. Dabei ist die zurückgeführte Spannung U_G

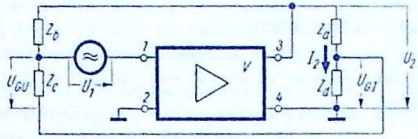


Bild 3

sowohl von der Ausgangsspannung U_2 wie vom Ausgangsstrom I_2 abhängig. Mit $|Z_b| \gg |Z_a|$ und $|Z_a| \gg |Z_d|$ ergibt sich:

$$\alpha = \alpha_I + \alpha_U \qquad \alpha_I = \frac{Z_d}{Z_a} \qquad \alpha_U = \frac{Z_c + Z_d}{Z_b + Z_c + Z_d} \tag{10}$$

$$V' = \frac{V}{1 + (\alpha_U + \alpha_I)\, V} \tag{11}$$

$$Z'_i = R_i \frac{1 + \alpha_I V + \alpha_I V \dfrac{Z_a}{R_i}}{1 + \alpha_U V + \alpha_U V \dfrac{R_i}{Z_a}} \tag{12}$$

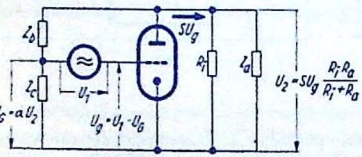


Bild 4

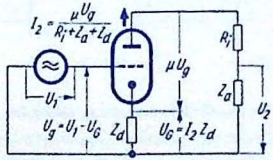


Bild 5

Spannungsgegenkopplung einer einzelnen Röhre (Bild 4)

Eine einzelne, spannungsgegengekoppelte Röhre mit dem Innenwiderstand R_i, der Steilheit S und dem Verstärkungsfaktor μ verhält sich wie eine Röhre mit den Werten:

$$S' = S \tag{13}$$

$$Z'_i = \frac{R_i}{1 + \alpha_U \mu} \tag{14}$$

$$\mu' = \frac{\mu}{1 + \alpha_U \mu} \tag{15}$$

$$V' = \frac{V}{1 + \alpha_U V} = \frac{S R_i Z_a}{R_i + Z_a (1 + \alpha_U S R_i)} = \frac{\mu Z_a}{R_i + Z_a (1 + \alpha_U \mu)} \tag{16}$$

Hierbei ist

$$\alpha_U = \frac{U_G}{U_2} = \frac{Z_c}{Z_b + Z_c} \tag{17}$$

Stromgegenkopplung einer einzelnen Röhre (Bild 5)

Eine einzelne, stromgegengekoppelte Röhre mit dem Innenwiderstand R_i, der Steilheit S und dem Verstärkungsfaktor μ verhält sich wie eine Röhre mit den Werten:

$$\mu' = \mu \tag{18}$$

$$Z'_i = R_i (1 + S Z_d) = R_i + \mu Z_d \tag{19}$$

$$S' = \frac{S}{1 + S Z_d} \tag{20}$$

$$V' = \frac{V}{1 + \alpha_I V}$$

$$= \frac{\mu Z_a}{R_i + Z_a + Z_b (1 + \mu)} = \frac{S R_i Z_a}{R_i + Z_a + Z_d (1 + S R_i)} \tag{21}$$

Dazu gehört

$$\alpha_I = \frac{U_G}{U_2} = \frac{I_2 Z_d}{I_2 Z_a} = \frac{Z_d}{Z_a} \tag{22}$$

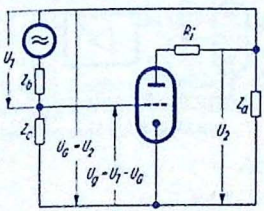


Bild 6

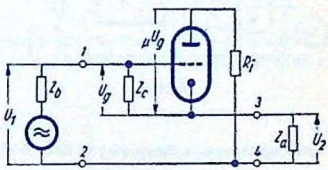


Bild 7

Anodenbasisstufe = Kathodenausgangsstufe (Bilder 6 und 7)

Eine solche Stufe ermöglicht eine Impedanzwandlung (Stromverstärkung). Hier wird die volle Ausgangsspannung U_2 auf den Eingang zurückgeführt ($U_G = U_2$; $\alpha = 1$). Es gilt mit Z'_i zwischen den Klemmen 3 und 4 (Bild 7) sowie

Z'_e zwischen den Klemmen 1 und 2 (Bild 7) und
Z_b = Generator-Innenwiderstand zu U_1

$$V' = \frac{\mu Z_a}{R_i + Z_a(1+\mu)} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_i + Z_a}{S R_i Z_a}} \tag{23}$$

$$Z'_i = \frac{1}{S + \dfrac{Z_c + R_i}{Z_c R_i} - \dfrac{Z_b (S Z_c + 1)}{Z_c (Z_c + Z_b)}} \tag{24}$$

$$Z'_e = Z_c \left(1 + \frac{\mu Z_a}{R_i + Z_a}\right) \tag{25}$$

Diese Formeln vereinfachen sich folgendermaßen wesentlich, falls

$$R_i \gg Z_a, \quad S \gg \frac{Z_c + R_i}{Z_c R_i} \quad \text{und} \quad Z_b \approx 0:$$

$$V' = \frac{S Z_a}{1 + S Z_a} \tag{23a}$$

$$Z'_i = \frac{1}{S} \tag{24a}$$

$$Z'_e = Z_c (1 + S Z_a) \tag{25a}$$

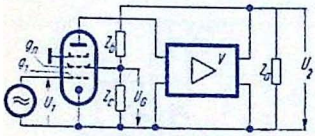


Bild 8

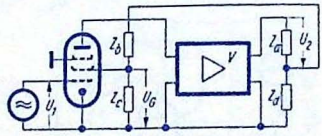


Bild 9

Schirmgittergegenkopplung (Bilder 8 und 9)

Mehrgitterröhren bieten die Möglichkeit, die gegenkoppelnde Spannung – statt auf das Steuergitter g_1 – auf ein anderes Gitter g_n, meist auf das Schirmgitter, der Röhre zurückzuführen. Hierfür gelten zu V' und Z'_i die Gleichungen (5), (8) und (11) bzw. (6), (9) und (12), falls gesetzt wird:

$$\alpha_U = D_n \frac{Z_c}{Z_b + Z_c} \tag{26}$$

$$\alpha_1 = D_n \frac{Z_c Z_d}{Z_a (Z_b + Z_c)} \tag{27}$$

$D_n = \dfrac{1}{\mu_n \mu_1}$ ist der Durchgriff des Gitters g_n auf das Steuergitter g_1.

Spannungsgegenkopplung Anode/Endröhre auf Gitter/Endröhre (Bild 10)

Die Gesamtverstärkung V' der gegengekoppelten Schaltung folgt aus α und den Einzelverstärkungen V_1 und V_2 zu

$$V' = V_1 \frac{V_2}{1 + \alpha V_2} \tag{28}$$

weiter gilt hier:

$$Z'_{i2} = \frac{R_{i2}}{1 + \alpha \mu_2} \tag{29}$$

$$\alpha = \frac{1}{1 + Z_b \dfrac{R_{a1} + R_{i1}}{R_{a1} R_{i1}}} \tag{30}$$

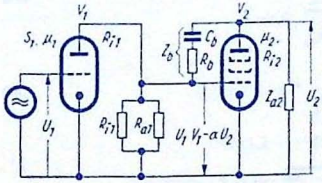


Bild 10

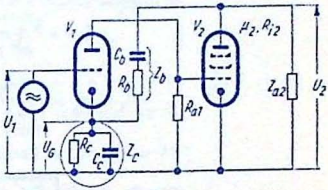


Bild 11

In dieser Schaltung verringert die Gegenkopplung den Vorröhren-Außenwiderstand R_{a1} auf Z'_{a1}. Das ist für die Aussteuerungsfähigkeit der Vorröhre zu beachten, weil dadurch der Klirrgrad ansteigen kann.

$$Z'_{a1} = \frac{R_{a1}}{1 + \alpha V_2 + \alpha V_2 \dfrac{R_{a1}}{R_{i1}}} \tag{31}$$

Spannungsgegenkopplung Anode/Endröhre auf Kathode/Vorröhre bei Stromgegenkopplung der Vorröhre (Bild 11)

$$V'' = \frac{V_1 V_2}{1 + \alpha_1 V_1 + \alpha_2 V_1 V_2} \tag{32}$$

$$Z'_{i2} = \frac{R_{i2}}{1 + \frac{\alpha_2 V_2 \mu_2}{1 + \alpha_1 V_1}} \tag{33}$$

$$\alpha_1 = \frac{Z_c}{R_{a1}} \tag{34}$$

$$\alpha_2 = \frac{Z_c}{Z_b + Z_c} = \frac{Z_c}{Z_b}, \text{ da } Z_b \gg Z_c \tag{35}$$

Spannungsgegenkopplung von Sekundärseite Ausgangstransformator in Fußpunkt Lautstärkepotentiometer (Bild 12)

Für $Z_4 \ll Z_3$, $Z_G \ll Z_3$ und $R_1 + R_2 \gg Z_4$ gilt für die Gesamtverstärkungen V und V':

$$V' = \frac{R_2 + Z_4}{R_1 + R_2} \cdot \frac{V}{1 + \alpha V} \qquad \text{worin} \tag{36}$$

$$\alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{Z_4}{Z_3} \tag{37}$$

$$Z'_i = \frac{R_i}{1 + \alpha V + \alpha V \frac{R_i}{Z_a}} \tag{38}$$

$$Z'_e = R_1 + \frac{R_2}{1 + V \frac{Z_4}{Z_3}} \tag{39}$$

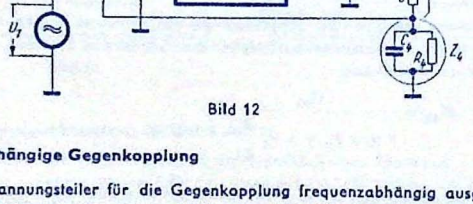


Bild 12

Frequenzabhängige Gegenkopplung

Wird der Spannungsteiler für die Gegenkopplung frequenzabhängig ausgelegt, so ist auch die resultierende Verstärkung V' frequenzabhängig. Von dieser Möglichkeit wird z. B. in Rundfunkempfängern Gebrauch gemacht. Die in den Bildern 10, 11 und 12 dargestellten Schaltungen enthalten frequenzabhängige Gegenkopplungen. Die frequenzabhängigen Glieder sind: in Bild 10 Z_b, in Bild 11 Z_b sowie Z_c und in Bild 12 Z_3 sowie Z_4.

Zahlenbeispiel zu Bild 10

Gegeben:

V_1	= 65 fach	V_2	= 55 fach
S_1	= 1 mA/V	S_2	= 11 mA/V
μ_1	= 80	μ_2	= 440
R_{i1}	= 80 kΩ	R_{i2}	= 40 kΩ
R_{a1}	= 348 kΩ	R_{a2}	= 5,7 kΩ

Gegenkopplungszweig: $Z_b = R_b + \dfrac{1}{j\,\omega\,C_b}$ $\qquad R_b = 1{,}2\ \text{M}\Omega$ $\qquad C_b = 130\ \text{pF}$

Gesucht:

$\alpha = f(f)$	
$V' = f(f)$	Bild 13
$Z'_{i2} = f(f)$	Bild 14
$Z'_{a1} = f(f)$	Bild 14

Lösung:

Die Zahlenrechnungen sind hier beispielsweise für eine Frequenz von 1 kHz durchgeführt.

Man verwendet Gl. (30)

$$\alpha = \frac{1}{1 + Z_b \dfrac{R_{a1} + R_{i1}}{R_{a1}\,R_{i1}}}$$

Hierin ist:

$$Z_b = 1{,}2 \cdot 10^6 - j\,\frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 130 \cdot 10^{-12}}$$

$$= (1{,}2 - j\,1{,}225)\ \text{M}\Omega = 1{,}71\ \text{M}\Omega \cdot e^{-j45°}$$

$$\frac{R_{a1} + R_{i1}}{R_{a1}\,R_{i1}} = \frac{348 \cdot 10^3 + 80 \cdot 10^3}{348 \cdot 80 \cdot 10^6} = 15{,}4 \cdot 10^{-6}\ \text{Siemens}$$

$$Z_b\,\frac{R_{a1} + R_{i1}}{R_{a1}\,R_{i1}} = 1{,}71 \cdot 10^6 \cdot e^{-45°} \cdot 15{,}4 \cdot 10^{-6} = 26{,}4\,e^{-j45°}$$

also: $\qquad |\alpha| = \dfrac{1}{1 + 26{,}4 \cdot e^{-j45°}} = 36{,}5 \cdot 10^{-3}$

Nun kann man die Verstärkung V' nach Gl. 28 ermitteln:

$$V' = V_1\,\frac{V_2}{1 + \alpha\,V_2} = 65\,\frac{55}{1 + 36{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 55}$$

$$= 65\,\frac{55}{3} = 1180\ \text{fach},$$

während die Verstärkung V ohne Gegenkopplung gegeben wäre mit

$$V = V_1 V_2 = 65 \cdot 55 = 3580 \text{ fach.}$$

Der reduzierte Innenwiderstand Z'_{i2} folgt aus Gl. (29) zu

$$Z'_{i2} = \frac{R_{i2}}{1 + \alpha \mu_2} = \frac{40 \cdot 10^3}{1 + 36{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 440} = \frac{40 \cdot 10^3}{17{,}2} = 2{,}32 \text{ k}\Omega$$

Den für die Vorröhre wirksamen Außenwiderstand Z'_{a1} gewinnt man aus Gl. (31):

$$Z'_{a1} = \frac{R_{a1}}{1 + \alpha V_2 + \frac{R_{a1}}{R_{i1}} \alpha V_2}$$

$$= \frac{348 \cdot 10^3}{1 + 36{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 55 + \frac{348 \cdot 10^3}{80 \cdot 10^3} 36{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 55}$$

$$= \frac{348 \cdot 10^3}{11{,}7} = 29{,}8 \text{ k}\Omega$$

Die **Bilder 13** und **14** zeigen V', Z'_{i2} und Z'_{a1} abhängig von der Frequenz.

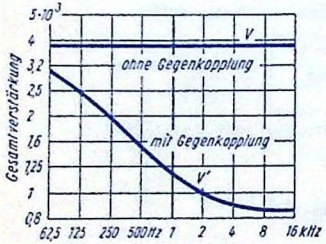


Bild 13

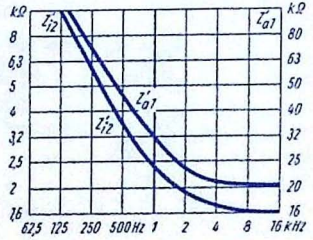


Bild 14

Zahlenbeispiel zu Bild 11

Gegeben: Schaltung nach Bild 11, Grundwerte gemäß Zahlenbeispiel zu Bild 10. Hierzu sollen in der Schaltung nach Bild 11 Z_b und Z_c so verwirklicht werden, daß für

$f_0 = 800$ Hz die Phasenwinkel des Längs- und Querzweiges 45° betragen. Damit wird α_2 für 800 Hz am größten und reell (siehe Bild 16) und die Gegenkopplung für ca. 800 Hz am wirksamsten.

Längszweig: $Z_b = R_b + \dfrac{1}{j\,\omega\,C_b}$, worin $R_b = 700\ \text{k}\Omega$ sein möge.

Daraus: $C_b = \dfrac{1}{2\,\pi\,f_0\,R_b} = 285\ \text{pF}$

Querzweig: $Y_c = \dfrac{1}{Z_c} = \dfrac{1}{R_c} + j\,\omega\,C_c$, worin $R_c = 1\ \text{k}\Omega$ betragen möge.

Daraus $C_c = \dfrac{1}{2\,\pi\,f_0\,R_c} = 0{,}2\ \mu\text{F}$

Gesucht:

$V' = f(f)$	Bild 15
$\alpha_1 = f(f)$	Bild 17
$\alpha_2 = f(f)$	Bild 16.

Lösung: Die Zahlenrechnung ist beispielsweise für die Frequenz 500 Hz durchgeführt. Nach Gl. (34) erhält man

$$\alpha_1 = \frac{Z_c}{R_{a1}} = \frac{1}{R_{a1}\,Y_c}$$ Hierin ist für 500 Hz:

$$Y_c = \frac{1}{1\cdot 10^3} + j\,2\,\pi\,500\cdot 0{,}2\cdot 10^{-6} = (1 + j\,0{,}623)\ \text{mS}$$
$$= 1{,}17\ \text{mS}\cdot e^{j\,32°}$$

Daraus folgt α_1:

$$\alpha_1 = \frac{1}{348\cdot 10^3\cdot 1{,}17\cdot 10^{-3}\cdot e^{j\,32°}} = 2{,}46\cdot 10^3\cdot e^{-j\,32°}$$

Nach Gl. (35) ist

$$\alpha_2 = \frac{Z_c}{Z_b} = \frac{1}{Z_b\,Y_c}$$

Der Widerstand Z_b beträgt für 500 Hz:

$$Z_b = 700\cdot 10^3 - j\,\frac{1}{2\,\pi\,500\cdot 285\cdot 10^{-12}}$$
$$= (700 - j\,1120)\ \text{k}\Omega = 1{,}31\ \text{M}\Omega\cdot e^{-j\,58°}$$

Mit Y_c und Z_b ergibt sich:

$$\alpha_2 = \frac{1}{1{,}31 \cdot 10^6 \cdot e^{-j\,58^\circ} \cdot 1{,}17 \cdot 10^{-3} \cdot e^{j\,32^\circ}}$$

$$= \frac{1}{1{,}53 \cdot 10^3 \cdot e^{-j\,26^\circ}} = 0{,}655 \cdot 10^{-3} \cdot e^{j\,26^\circ}$$

Nach Gl. (32) kann gerechnet werden:

$$V' = \frac{V_1 V_2}{1 + \alpha_1 V_1 + \alpha_2 V_1 V_2}$$

Darin sind:

$$\alpha_1 V_1 = 2{,}46 \cdot 10^{-3} \cdot e^{-j\,32^\circ} \cdot 65 = 0{,}16 \cdot e^{-j\,32^\circ} = 0{,}136 - j\,0{,}085$$

$$\alpha_2 V_1 V_2 = 0{,}655 \cdot 10^{-3} \cdot e^{j\,26^\circ} \cdot 65 \cdot 55 = 2{,}34 \cdot e^{j\,26^\circ} = 2{,}1 + j\,1{,}03$$

Der Realteil a des Nenners im Ausdruck für V' ist:

$$a = 1 + 0{,}136 + 2{,}1 = 3{,}236$$

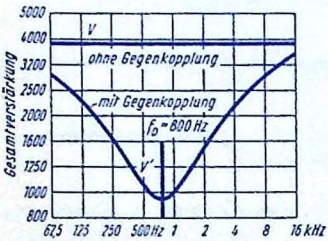


Bild 15

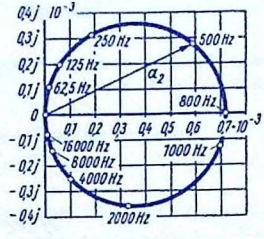


Bild 16

Der Imaginärteil b des Nenners im Ausdruck für V' beträgt:

$$b = -0{,}085 + 1{,}03 = 0{,}945$$

Für den Nennerbetrag erhält man somit

$$|a + j\,b| = \sqrt{a^2 + b^2} = \sqrt{3{,}236^2 + 0{,}945^2} = 3{,}36$$

Die reduzierte Verstärkung V' beläuft sich demgemäß bei 500 Hz auf:

$$V' = \frac{V_1 V_2}{|a + j\,b|} = \frac{65 \cdot 55}{3{,}36} = 1065 \text{ fach.}$$

Bild 15 zeigt – abhängig von der Frequenz – die Verstärkungen V und V'. Die Ortskurven für α_2 und α_1 sind in den Bildern 16 und 17 aufgetragen.

Zahlenbeispiel zu Bild 12

Die Gegenkopplung sei hier bei $f_0 = 1$ kHz am wirksamsten.

Gegeben: $V = 106$ fach; $Z_a = 5\,\Omega$ reell;
Lautstärkeregler $(R_1 + R_2) = 1\,M\Omega$

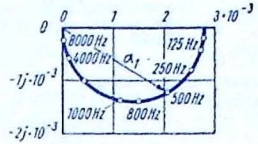


Bild 17

Längszweig: $Z_3 = R_3 + \dfrac{1}{j\,\omega\,C_3}$, worin $R_3 = 1\,k\Omega$ sein soll.

Daraus mit $R_3 = \dfrac{1}{j\,\omega_0\,C_3}$ für 1 kHz: $C_3 = \dfrac{1}{2\,\pi\,f_0\,R_3} = 160$ nF

Querzweig: $Y_4 = \dfrac{1}{Z_4} = \dfrac{1}{R_4} + j\,\omega\,C_4$; mit $R_4 = 100\,\Omega$

Daraus mit $R_4 = \dfrac{1}{j\,\omega_0\,C_4}$ für 1 kHz: $C_4 = \dfrac{1}{2\,\pi\,f_0\,R_4} = 1{,}6\,\mu F$

Gesucht: $\alpha = f(f)$ und $f\left(\dfrac{R_2}{R_1 + R_2}\right)$

$V' = f(f)$ und $f\left(\dfrac{R_2}{R_1 + R_2}\right)$ **Bild 18**

$Z'_e = f(f)$ und $f\left(\dfrac{R_2}{R_1 + R_2}\right)$ **Bild 19**

Lösung: Die Zahlenrechnung ist als Beispiel für eine Frequenz von 500 Hz durchgeführt

Nach Gl. (37) gilt:

$$\alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{Z_4}{Z_3} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{Z_3\,Y_4}$$

der Widerstand Z_3 beträgt:

$$Z_3 = 1 \cdot 10^3 - j\,\frac{1}{2\,\pi\,500 \cdot 0{,}16 \cdot 10^{-6}}$$
$$= (1 - j\,2)\,k\Omega = 2{,}24\,k\Omega \cdot e^{-j64^\circ}$$

Der Leitwert Y_4 ergibt sich zu

$$Y_4 = \frac{1}{100} + j\,2\,\pi\,500 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-6} = (10 + j\,5)\ \text{mS} = 11{,}2\ \text{mS} \cdot e^{j\,26{,}5°}$$

Damit ist:

$$\frac{1}{Z_3\,Y_4} = \frac{1}{2{,}24 \cdot 10^3 \cdot e^{-j\,64°} \cdot 11{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot e^{j\,26{,}5°}} = 0{,}04 \cdot e^{j\,37{,}5°}$$

Für $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ werden nun zwei Fälle angenommen:

Fall a: $R_1 = 950\ \text{k}\Omega$ also: $R_2 = 50\ \text{k}\Omega$ $\quad \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0{,}95 \quad \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0{,}05$

Fall b: $R_1 = 500\ \text{k}\Omega$ also: $R_2 = 500\ \text{k}\Omega$ $\quad \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0{,}5 \quad \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0{,}5$

Dazu gehören:

$$\alpha_a = 0{,}95 \cdot 0{,}04 \cdot e^{j\,37{,}5°} = 0{,}038 \cdot e^{j\,37{,}5°} \quad \text{und}$$

$$\alpha_b = 0{,}5 \cdot 0{,}04 \cdot e^{j\,37{,}5°} = 0{,}02 \cdot e^{j\,37{,}5°}$$

Mit Gl. (36) ist

$$V' = \frac{R_2 + Z_4}{R_1 + R_2} \cdot \frac{V}{1 + \alpha\,V} \qquad \text{worin } R_2 \gg Z_4, \text{ also}$$

$$V' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{V}{|1 + \alpha\,V|}$$

$$\alpha_a V = 0{,}038 \cdot e^{j\,37{,}5°} \cdot 106 = 4{,}0 \cdot e^{j\,37{,}5°} = 3{,}2 + j\,2{,}4$$

$$\alpha_b V = 0{,}02 \cdot e^{j\,37{,}5°} \cdot 106 = 2{,}12 \cdot e^{j\,37{,}5°} = 1{,}7 + j\,1{,}27$$

$$1 + \alpha_a V = 4{,}2 + j\,2{,}4 \qquad 1 + \alpha_b V = 2{,}7 + j\,1{,}27$$

$$|1 + \alpha_a V| = 4{,}82 \qquad |1 + \alpha_b V| = 2{,}98$$

$$V'_a = 0{,}05\,\frac{106}{4{,}82} = 1{,}1\ \text{fach} \qquad V'_b = 0{,}5\,\frac{106}{2{,}98} = 17{,}8\ \text{fach}$$

Gl. (39) besagt:

$$Z'_e = R_1 + \frac{R_2}{1 + V\,\frac{Z_4}{Z_3}} = R_1 + \frac{R_2}{1 + V\,\frac{1}{Z_3\,Y_4}} \qquad \text{worin}$$

$$\frac{1}{Z_3\,Y_4} = 0{,}04 \cdot e^{j\,37{,}5°}$$

Hieraus folgt allgemein, also zu Fall a und zu Fall b

$$1 + V\frac{1}{Z_3\,Y_4} \text{ zu:} \qquad 1 + 106 \cdot 0{,}04 \cdot e^{j\,37{,}5^\circ} = 1 + 3{,}4 + j\,2{,}56$$

$$= 4{,}4 + j\,2{,}56 = 5{,}1 \cdot e^{-j\,30{,}5^\circ}$$

Zu Fall b ($R_1 = 500\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 500\ \text{k}\Omega$) gehört somit:

$$Z'_e = 500\ \text{k}\Omega + \frac{500\ \text{k}\Omega}{5{,}1 \cdot e^{j\,30{,}5^\circ}} = 500\ \text{k}\Omega + 98 \cdot e^{-j\,30{,}5^\circ}\ \text{k}\Omega$$

$$= 500\ \text{k}\Omega + 84{,}5\ \text{k}\Omega - j\,49{,}6\ \text{k}\Omega = (584{,}5 - j\,49{,}6)\ \text{k}\Omega$$

$$= 585\ \text{k}\Omega \cdot e^{-\ 4{,}8^\circ}$$

Bild 18 zeigt die Verstärkungen V' abhängig von der Frequenz und zwar für $\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1$, 0,5 und 0,05. Man erkennt deutlich, daß mit wachsendem $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ der Einfluß der Gegenkopplung auf den Frequenzgang sinkt. Dies entspricht der physiologischen Lautstärkeregelung. **Bild 19** enthält die Ortskurve des Eingangswiderstandes Z'_e für Fall b.

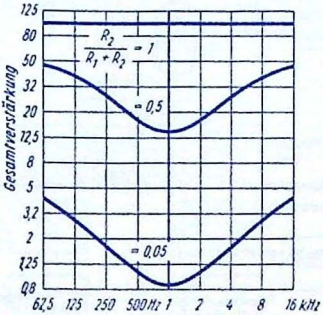


Bild 18

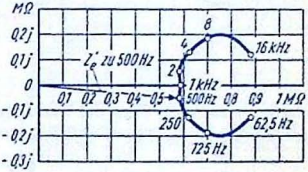


Bild 19

Gegenkopplung in Gegentaktschaltungen mit Kathodenwiderständen (Bild 20)

An dem gemeinsamen Kathodenwiderstand R_d (**Bild 20**) entsteht die Vorspannung für beide Röhren in der Weise, daß sie für den Gesamtanodenstrom stabilisierend wirkt. Gleichsinnige Änderungen der zwei Gitterspannungen kommen also nur geschwächt zur Geltung. Für eine gleichsinnige Spannungsänderung ΔU_g ist die reduzierte Anodenstromänderung entsprechend Gl. (20):

$$\Delta I'_a = \Delta U_g \cdot \frac{S}{1 + S R_d} \qquad (40)$$

Eine Gegenkopplung für gegensinnige Gitterspannungsschwankungen ergibt sich damit nicht.

Außer dem gemeinsamen Kathodenwiderstand R_d kann man noch zwei Einzelkathodenwiderstände R_{d1} und R_{d2} einfügen. Daraus folgt auch für gegensinnig auf die Gitter wirkende Eingangsspannungen eine – allerdings nur geringe – Gegenkopplung. R_{d1} und R_{d2} können zu einem Symmetrierpotentiometer zusammengefaßt sein (Bild 21).

Schirmgitter-Gegenkopplung in Gegentaktschaltungen (Bild 22)

Vielfach wird heute in Gegentaktschaltungen von Endstufen eine Gegenkopplung auf die Schirmgitter der Endröhren angewandt. Die beiden Anzapfungen für die Schirmgitter

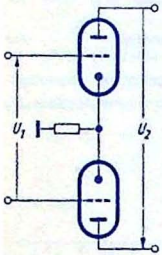


Bild 20

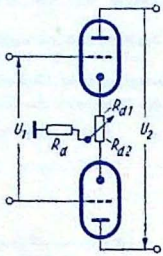


Bild 21

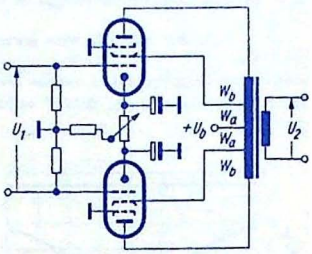


Bild 22

werden je nach Röhrentyp und Betriebsbedingungen zu 20 .. 50% der Windungszahlen (ab Mittelpunkt) der Anodenwicklungshälfte gewählt.

Die Verstärkung reduziert sich hiermit entsprechend Gl. (16) auf

$$V' = \frac{V}{1 + \alpha_U V} \qquad \text{worin} \tag{41}$$

$$\alpha_U = \frac{1}{\mu_{21}} \cdot \frac{w_a}{w_a + w_b} \tag{42}$$

Der Innenwiderstand wird entsprechend Gl. (14) verringert

$$R'_i = \frac{R_i}{1 + \alpha_U \mu}$$

Damit nähert sich das Verhalten der Pentode bzw. Tetrode dem der Triode. Verzerrungen werden durch die Stromübernahme der Schirmgitter zusätzlich vermindert.

Laufzeitröhren

Prinzipielle Wirkungsweise

In den Rundfunkröhren wird die Dichte des Elektronenstromes gesteuert. Dabei dürfen sich zwischen den Elektroden auftretende Wechselfelder nicht nennenswert ändern, während die Elektronen sie durchlaufen.

Die gegenseitigen Elektrodenabstände kann man nicht beliebig klein machen. Somit läßt sich die eben erwähnte Bedingung für sehr hohe Frequenzen nicht mehr erfüllen. Folglich wendet man in Mikrowellenröhren ein anderes Steuerprinzip an:

Man erzielt durch ein Steuerfeld für die Elektronen einer zunächst gleichmäßigen Strömung kleine Geschwindigkeitsschwankungen. Dadurch laufen die Elektronen längs ihres Weges zu Gruppen zusammen. So entsteht aus dem anfänglichen Gleichstrom ein pulsierender Strom.

Voraussetzung hierfür sind in der Röhre entsprechend lange Elektronenlaufzeiten. Darum nennt man diese Art der Steuerung „Laufzeitsteuerung", und die damit arbeitenden Röhren „Laufzeitröhren".

Die Familie der Laufzeitröhren

Bild 1 gibt eine Übersicht über die verschiedenen Arten solcher Röhren.

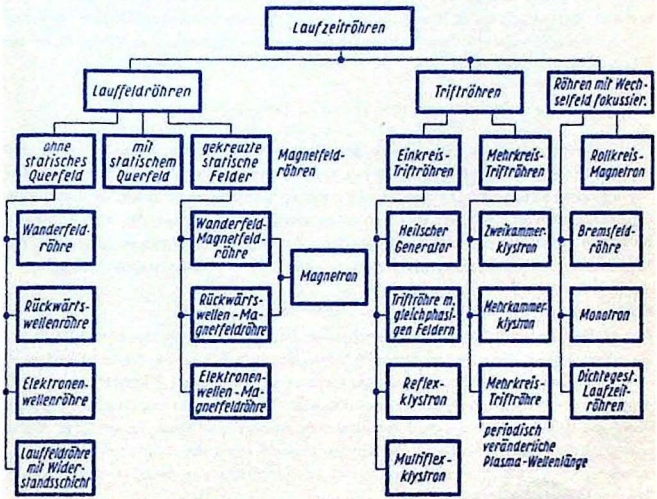


Bild 1

Der Vollständigkeit wegen sind in der Übersicht auch Röhren aufgeführt, die keine technische Bedeutung haben. Sie wurden im nachfolgenden Text außer acht gelassen.

Grundsätzliches über die Lauffeldröhren

Hier tritt ein Elektronenstrahl mit einem in gleicher Richtung fortschreitenden elektromagnetischen Feld in Wechselwirkung, wobei Elektronen und Feld nahezu gleiche Geschwindigkeiten haben müssen.

Elektromagnetische Felder breiten sich im freien Raum mit Lichtgeschwindigkeit aus. In der Röhre läßt man das Feld an einer „Verzögerungsleitung" entlanglaufen. Dadurch wird die Geschwindigkeit auf $^1/_{10}$ bis $^1/_{20}$ der Lichtgeschwindigkeit herabgesetzt.

Eine **Verzögerungsleitung** könnte aus einem Hohlrohr bestehen, das mit einem Dielektrikum von hoher Dielektrizitätskonstante gefüllt ist. Der Elektronenstrahl müßte hier durch einen Kanal im Dielektrikum gehen. In einer solchen Leitung wäre das elektrische Feld im Bereich des Elektronenstrahls zu schwach.

Eine derartige Anordnung ließe sich vergleichen mit einem Schwingkreis, der aus kleiner Spule und großem Kondensator aufgebaut ist. Will man bei vorgegebener Leistung am Kondensator eine hohe Spannung erhalten, so baut man den Kreis mit großer Induktivität auf. Entsprechend geht man vor, um in der Verzögerungsleitung ein hohes Spannungsgefälle für das Gebiet des Elektronenstrahls zu erzielen. Die Induktivität der Hohlrohrleitung erhöht man, indem man in die Wände „Taschen" einbringt, ähnlich, wie die Bilder 7 und 8 das zeigen.

Es gibt viele Möglichkeiten, eine Verzögerungsleitung aufzubauen. Die einfachste Form der Verzögerungsleitung ist ein zu einer Wendel aufgewickelter Draht: Bei hinreichend hoher Frequenz nähert sich die Phasengeschwindigkeit v der Welle längs der Wendelachse (für Wendelsteigung p und Wendelumfang u) dem Wert

$$v = \frac{p}{u} \cdot c \qquad c = 3 \cdot 10^{10} \text{cm/s}$$

Die Lauffeldröhre arbeitet mit einem langen Elektronenstrahl. Zu dessen Führung dient ein Magnetfeld. Dieses kann in Achsrichtung des Strahles verlaufen. Dabei hält es nur den Strahl zusammen und bleibt für den Verstärkungsvorgang bedeutungslos. Es kann aber auch senkrecht zum Strahl und zu einem — zu diesem ebenfalls senkrecht stehenden — elektrischen Gleichfeld gerichtet sein. Das trifft für die Magnetfeldröhren zu. Hierbei ist das Magnetfeld an dem Energieaustausch zwischen Welle und Strahl wesentlich beteiligt.

Wanderfeldröhre — eine Lauffeldröhre mit Wendelleitung

Gemäß **Bild 2** umgibt hier eine als Verzögerungsleitung dienende Drahtwendel W den Elektronenstrahl St. Er entspringt einer Elektronenkanone K, die aus Kathode, Fokussierungselektrode (Wehneltzylinder) und einer Elektrode mit Öffnung („Ultor") besteht. Bei A, also an der Stelle, an der der Strahl in die Wendel eintritt, koppelt man das Hf-Eingangssignal auf die Wendel. Längs der Wendel wirken Hf-Feld und Strahl zusammen. Dabei wird das Feld verstärkt, während die mittlere Energie der zum Strahl gehörigen Elektronen abnimmt. Bei B wird das verstärkte Hf-Signal aus der Wendel ausgekoppelt. Den Strahl fängt der Auffänger C auf.

Den Verstärkungsvorgang längs der Wendel veranschaulicht **Bild 3.** Das Feld des Hf-Eingangssignals (Bild 3a) beschleunigt oder verzögert — je nach der Feldphase — die Elektronen. Diese sammeln sich dadurch beim weiteren Fortschreiten in Gruppen. Die

Gruppen erzeugen — gemäß Bild 3b — auf der Wendel durch Influenz ein fortschreitendes Feld, das gegen das steuernde Feld in der Phase nacheilt. Steuerfeld und Influenzfeld überlagern sich und ergeben ein Feld mit größerer Amplitude, also Verstärkung (Bild 3c).

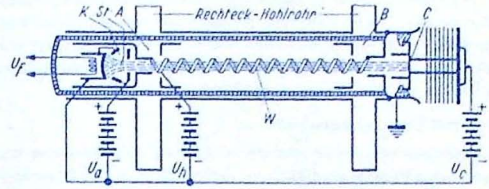


Bild 2

Gemäß Bild 3c ist die verstärkte Welle immer etwas langsamer als die Elektronen.

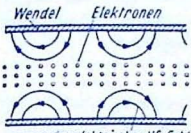


Bild 3a

Bild 3b

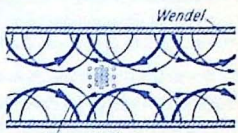


Bild 3c

Den prinzipiellen Verlauf der wichtigsten Wanderfeldröhren-Kennlinien zeigen die Bilder 4, 5 und 6. In **Bild 4** ist zu sehen: Je mehr Elektronen mit dem Signalfeld längs der Wendel in Wechselwirkung treten können, um so höher wird die Verstärkung: Die Verstärkung G (in dB) wächst demgemäß mit dem Strahlstrom. Der in Bild 3 veranschaulichte Energieaustausch kann nur stattfinden, wenn Elektronen und Steuerfeld nahezu gleich schnell laufen. Weicht die Wendelspannung von ihrem optimalen Wert nach oben oder unten ab, so sinkt die Verstärkung G (**Bild 5**). Den Zusammenhang zwischen Ausgangs- und Eingangsleistung zeigt **Bild 6.**

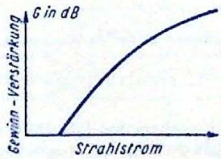


Bild 4

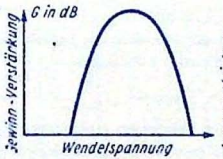


Bild 5

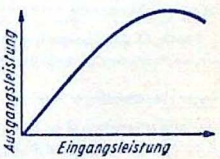


Bild 6

Ein hauptsächliches Anwendungsgebiet für Wanderfeldröhren sind die Richtfunkverbindungen. Die für 3000...4000 MHz von TELEFUNKEN entwickelte TL 6 liefert bei schwachen Signalen ungefähr 35 dB und bei einer Ausgangsleistung von 4 W etwa 26 dB Verstärkung.

Elektronenwellenröhre

Hier übernimmt gewissermaßen ein zweiter Strahl die Aufgabe der Verzögerungsleitung. Am Eingang der Röhre befindet sich eine kurze Verzögerungsleitung. Über sie steuert die Hf-Leistung den Elektronenstrahl. So bilden sich im Strahl Elektronengruppen, die ihrerseits ein Feld erzeugen, ähnlich dem Feld der auf einer Verzögerungsleitung fortschreitenden Welle. In dieses Feld schickt man einen zweiten Elektronenstrahl mit etwas höherer Geschwindigkeit. Am Ausgang der Röhre wird die Hf-Leistung über eine zweite kurze Verzögerungsleitung aus dem Strahl ausgekoppelt.

Lauffeldröhre mit Widerstandsschicht

Wie bei der Elektronenwellenröhre wird die HF-Leistung dem Elektronenstrahl am Eingang über eine kurze Wendel zugeführt. – Damit leitet man das Zusammenlaufen der Elektronen zu Gruppen ein. Dann tritt der Strahl in einen Zylinder aus Widerstandsmaterial (z. B. Graphitschicht innen auf Keramik-Zylinder). Die anfänglich im Strahl noch schwach ausgebildeten Elektronengruppen influenzieren auf der Zylinderwand einen Wechselstrom. – Dieser bewirkt infolge des Spannungsabfalls in der Widerstandsschicht eine Spannung und damit ein elektrisches Feld im Bereich des Strahles. Das Feld wirkt ebenso auf den Strahl wie das Feld der Wendel in der Wanderfeldröhre.

Rückwärtswellenröhre (Carcinotron)

Elektronenströmung und Hf-Leistung laufen hier längs der Verzögerungsleitung in entgegengesetzter Richtung. Daß das möglich ist, erklärt sich so: Die Feldverteilung längs der Verzögerungsleitung kann man auffassen als eine Summe einander überlagerter sinusförmiger Felder, die alle die Frequenz des hineingeschickten Hf-Signals haben, die aber der Verzögerungsleitung verschieden schnell entlanglaufen. Jede Teilwelle hat ihre eigene Phasengeschwindigkeit und damit ihre eigene Wellenlänge, während das Signal an sich doch mit eindeutiger Gruppengeschwindigkeit fortschreitet. Hierbei können einige Teilwellen entgegengesetzt laufen wie das Signal. Im Carcinotron ergibt sich zwischen gleichsinnig mit dem Elektronenstrahl laufender Teilwelle und dem Strahl eine Wechselwirkung. Die vom Strahl an die Teilwelle abgegebene Leistung geht auf die übrigen Teilwellen über. Der Energieschwerpunkt schreitet mit Gruppengeschwindigkeit entgegengesetzt fort. Die Hf-Leistung wird also hier nahe der Elektronenkanone entnommen, während das auffängerseitige Ende der Verzögerungsleitung reflexionslos abgeschlossen ist.

In diesem Oszillator kann man durch Ändern der Betriebsspannung an der Verzögerungsleitung Frequenzänderungen bis zu 1:2 erreichen.

Magnetfeldröhren

Der Elektronenstrahl ist hier im gekreuzten elektrischen und magnetischen Feld geführt (Bild 7). Der aus der Kathode kommende flache Elektronenstrahl wird vom Magnetfeld in den Raum zwischen der Verzögerungsleitung A (Anode) und der Bodenplatte S („Sole") gelenkt. Die Bodenplatte ist mit der Kathode, die Verzögerungsleitung mit der Anode verbunden. Das Hf-Feld zwischen A und S erteilt den Elektronen eine Geschwindigkeit v in seiner Richtung. Das zu v senkrecht stehende Magnetfeld bewirkt — parallel zu S — je nach der Feldphase wechselweise Verzögerungen und Beschleunigungen der Elek-

tronen in Strahlrichtung. Daraus entstehen längs des Strahlweges auch hier wieder Elektronengruppen und so ein pulsierender Strom. Dieser gibt Energie an die zu S parallele Hf-Feldkomponente auf der Verzögerungsleitung ab.

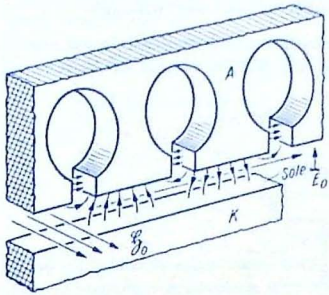


Bild 7

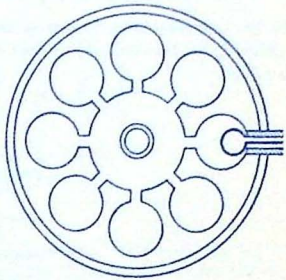


Bild 8

Man kann die Verzögerungsleitung zu einem Kreis zusammenbiegen. So schließen sich Ausgang und Eingang zusammen. Das ergibt eine so kräftige Rückkopplung, daß solche Röhren nur als Oszillatoren verwendet werden. Indem man noch die Bodenplatte durch eine zylinderförmige Kathode ersetzt, erhält man das bekannte Vielkreismagnetron (**Bild 8**). Von ihm kann die Hf-Leistung über eine Schleife und eine koaxiale Leitung durch ein Fenster in einem der Kreise abgenommen werden.

Triftröhren

In ihnen durchlaufen die Elektronen nach der Geschwindigkeitsbeeinflussung durch das Steuerfeld den feldfreien **„Laufraum"** oder **„Triftraum"**, worin sich die schon erwähnten Dichtegruppen bilden. Der so entstandene pulsierende Strom gelangt in das Feld des

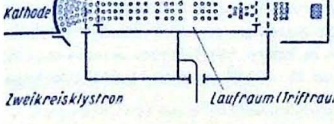


Bild 9

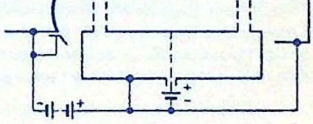


Bild 10

Ausgangskreises und gibt dort Leistung ab. Besonders deutlich erkennt man diese Art der Verstärkung am Zweikreisklystron (**Bild 9**).

Das Steuern und Auskoppeln ist auch mit nur einem Kreis möglich. Dafür zeigt **Bild 10** ein Beispiel: Die Elektronenströmung wird in Spalt 1 gesteuert und gibt über Spalt 2 Leistung an den Kreis ab. Röhren dieser Art dienen stets als Oszillatoren. Die Wechselfelder im Steuerspalt (1) und Auskoppelspalt (2) können gleichphasig (Triftröhre mit gleichphasigen Feldern) oder gegenphasig (Heil'scher Generator) schwingen.

Im Reflexklystron **(Bild 11)** gelangt die gesteuerte Elektronenströmung in das negative Gleichfeld des Reflektorraumes. Dort wird sie reflektiert und damit in den Kreis zurückgeschickt.

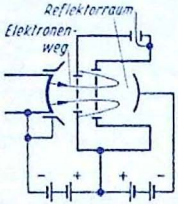


Bild 11

In allen diesen drei Fällen läßt sich die erregte Frequenz mit der Spannung am Laufraum bis zu ± 1% verändern. Die Möglichkeit einer solchen elektronischen Verstimmung („**elektronische Bandbreite**") wird zur Frequenzmodulation und zum Frequenznachabstimmen ausgenutzt.

Von den genannten Oszillatoren ist das Reflexklystron am meisten verbreitet. Das Reflexklystron wird hauptsächlich für Frequenzen über 2000 MHz eingesetzt. Die erzielten Wirkungsgrade liegen bei 4000 MHz meistenteils unter 5%. Sie sinken mit steigender Frequenz. Reflexklystrons werden für Hf-Leistungen bis zu etwa 5 Watt gebaut. Das bei TELEFUNKEN entwickelte Reflexklystron TK 7 gibt maximal 3 Watt ab. Es hat eine elektronische Bandbreite von 60 MHz.

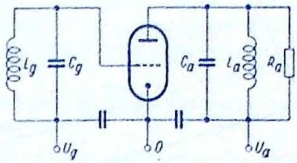
Bessere Wirkungsgrade und höhere Leistungen erreicht man mit Zweikreis- und vor allem mit Mehrkreis-Klystrons (meist 3 Kreise). Ein 3-kreisiges Klystron vermag für Impulsbetrieb Leistungen bis zu einigen Mega-Watt zu liefern. Mit Klystrons erreicht man bei 1000 MHz im Dauerstrichbetrieb Leistungen von 20...50 kW und etwa 45 dB Verstärkung.

Röhren mit Wechselfeldfokussierung

Diese Röhren haben zur Zeit keine technische Bedeutung. Daher werden sie hier außer acht gelassen.

Überschlägiges Vorausberechnen eines Senders

Im Hinblick auf bestes Ausnutzen der Röhren im Sender ist ein Vorausberechnen stets erforderlich. Im folgenden wird dafür ein Schema angegeben, das sich in der industriellen Praxis bewährt hat.



Es soll ein Sender berechnet werden, der einen abgestimmten Gitterkreis (L_g, C_g) und einen abgestimmten Anodenkreis (L_a, C_a) enthält. Der Sender soll in Kathodenbasisschaltung arbeiten, d.h. der Gitterkreis und der Anodenkreis sind an der Kathode miteinander hochfrequenzmäßig verbunden. Die Nutzleistung und die Kreisverluste werden durch einen einzigen Widerstand, den Außenwiderstand, R_a, parallel zum Anodenkreis, in die Rechnung eingeführt. Die Berechnung und Aufteilung der einzelnen Leistungen wird erst zum Schluß durchgeführt. Es werden feste Spannungsquellen angenommen. Die Gittervorspannung kann entweder von einer Batterie direkt geliefert oder auch — über einen Gitter- bzw. Kathodenwiderstand — durch den Gitter- bzw. Kathodenstrom erzeugt werden.

Die Ausgangspunkte sind:

Gewünschte Röhrenausgangsleistung	N_a
Anodengleichspannung	U_a
Stromflußwinkel des Anodenstromes	Θ_a*)
Kennlinienfeld der Röhre (am besten sämtliche Röhren-Grenzwerte.	U_g/U_a, z.B. **Bild 1**),

Falls kein bestimmter Stromflußwinkel Θ_a gefordert wird, rechnet man mehrere **Betriebszustände** mit verschiedenen Stromflußwinkeln Θ_a durch und wählt zum Schluß den günstigsten Betriebszustand aus. In **Bild 2** sind die zu den Stromflußwinkeln Θ_a gehörigen Betriebsarten vermerkt.

Berechnen der Anodendaten

Vorbemerkung: Bei allen Wechselgrößen u bzw. i handelt es sich hier stets um die Scheitelwerte!

*) Der **Stromflußwinkel** ist das Verhältnis der halben Zeit des Stromflusses während einer Periode zur ganzen Periode, multipliziert mit 360°.

Wir bestimmen zunächst einen ungefähren Wert für

i_{as}	den Anodenspitzenstrom im Aussteuerpunkt, mit Hilfe von
P_a	der gewünschten Röhrenausgangsleistung,
U_a	der Anodengleichspannung und
f	dem für Θ_a aus Bild 2 entnommenen Wert.

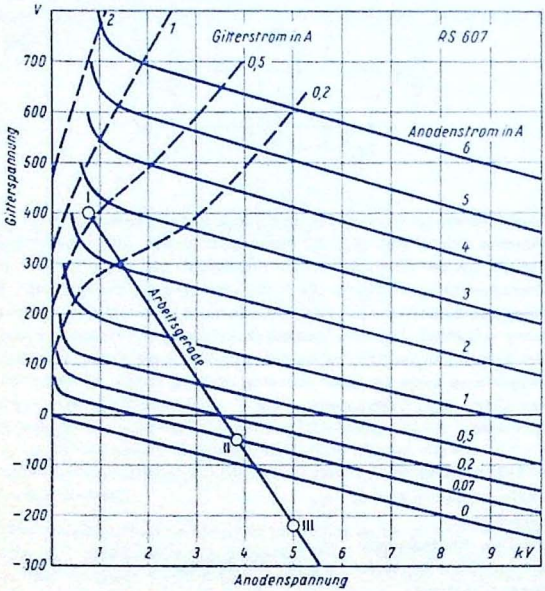


Bild 1

I Aussteuerpunkt
II Bezugspunkt für Anodenstrom
III Arbeitspunkt

Der Parameter Anodenstrom = 0,07 A ist der Anodenruhestrom für B-Betrieb

1) Anodenspitzenstrom

$$i_{as} \approx 1{,}17 \cdot f \cdot \frac{P_a}{U_a}$$

Nun entnehmen wir zu diesem i_{as} aus dem Kennlinienfeld (in Bild 1 z. B. 2,6 A) die Anodenrestspannung im Aussteuerpunkt u_{ar} (hier = 0,8 kV). Das ist die Anodenspannung, mit der man den Anodenspitzenstrom gerade noch ziehen könnte. Für Normal-

betrieb*) ist die Anodenrestspannung im Kennlinienfeld durch starke Kennlinien-Krümmung charakterisiert. Mit u_{ar} erhalten wir:

2) Anodenwechselspannung $u_a = U_a - u_{ar}$

Hiermit läßt sich nun genauer rechnen:

1a) Anodenspitzenstrom $i_{as} = \frac{p_a}{u_a} \cdot f$

Durch mehrfaches Wiederholen 1); 2); 1a) werden die Werte für u_a, u_{ar} und i_{as} so lange verbessert, bis sie sich nicht mehr ändern. Meist ist das schon nach dem zweiten Rechnungsgang der Fall.

Die ermittelten Spitzenwerte i_{as} und u_{ar} kennzeichnen im Kennlinienfeld den Aussteuerpunkt. Nun rechnen wir weiter:

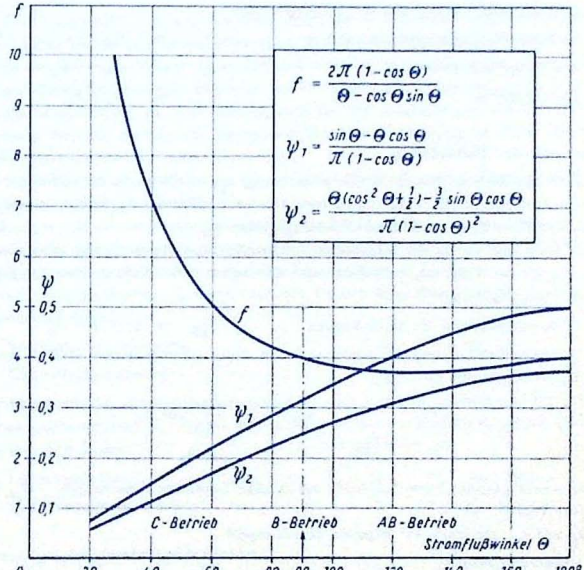


Bild 2

*) Ist die Anodenrestspannung kleiner als im Normalbetrieb, so nennt man den Betrieb **überspannt**, ist sie größer, so nennt man den Betrieb **unterspannt**. Im **Normalbetrieb** wird stets der Anodenwirkungsgrad am besten sein. Deshalb ist er bei gut ausgenützten Senderstufen der Regelfall.

3) Anodenspitzenspannung $u_{asp} = U_a + u_a$

4) Anodenwechselstrom $i_a = 2\,p_a : u_a$

5) Außenwiderstand des Anodenkreises $R_a = u_a : i_a$

Beim Berechnen des Anodengleichstromes I_a spielt die Linearität der Kennlinie im Aussteuerbereich eine Rolle. Im unterspannten Betrieb und im Normalbetrieb kann man die Kennlinie stets als linear auffassen. In diesem Falle gilt mit dem für Θ_a aus Bild 2 genommenen Wert γ_1:

6) Anodengleichstrom $I_a = i_{as} \cdot \gamma_1$

(Bei stark überspanntem Betrieb oder sehr geringer Aussteuerung kann eine kombiniert quadratisch-lineare Mittelbildung notwendig werden. Diese wird erst später beim Ermitteln des Gittergleichstromes behandelt.)

Nun noch die letzten drei Daten für die Anodenseite:

7) Anodenseitig aufgenommene Leistung $P_a = U_a \cdot I_a$

8) Anodenverlustleistung $Q_a = P_a - p_a$

9) Wirkungsgrad $\eta = p_a : P_a$

Berechnen der Gitterdaten

Im Kennlinienfeld lesen wir ab: die Gitterspannung u_{gs}, mit dem die Rohre bei der Anodenrestspannung u_{ar} den schon bestimmten Anodenspitzenstrom i_{as} liefern würde (Aussteuerpunkt) und den zugehörigen Gitterspitzenstrom i_{gs}.
Weiter brauchen wir zu der gegebenen Anodengleichspannung U_a die Gittervorspannung U_{gb} für den B-Betrieb. Falls diese nicht unmittelbar in den Datenblättern angegeben ist, gilt näherungsweise:

10) Gittervorspannung für den B-Betrieb $U_{gb} \approx -D \cdot U_a$

Die Gitterwechselspannung u_g ergibt sich aus einer geometrischen Betrachtung im U_g / U_a Kennlinienfeld zu

11) $$u_g = -U_{gb} + \frac{u_{gs} - u_{ar}\,\frac{U_{gb}}{U_a}\cos\Theta_a}{1 - \cos\Theta_a}$$

U_{gb} ist immer negativ. Somit hat in 11) wie in allen folgenden Gleichungen $-U_{gb}$ einen positiven Wert!
Aus u_g und u_{gs} gewinnen wir folgende Spannungen:

12) Gittervorspannung $U_g = -(u_g - u_{gs})$

13) Negative Gitterspitzenspannung $u_{gsp} = -(2 \cdot u_g - u_{gs})$

Der durch die Anodengleichspannung U_a und die Gittervorspannung U_g festgelegte Punkt des Kennlinienfeldes ist der Arbeitspunkt.
Um den Gitterstrom berechnen zu können, brauchen wir den Gitter-Stromflußwinkel Θ_g. Wir erhalten ihn aus

14) Gitter-Stromflußwinkel $\Theta_g = \text{arc cos}\,(-U : u_g)$

Im Gegensatz zur Anodenstromkennlinie ist die Gitterstromkennlinie niemals linear. Oft verläuft sie fast genau quadratisch. Aus einer quadratischen Mittelbildung folgt der Gittergleichstrom I_g mit ψ_2 für Θ_g aus Bild 2 zu

15) Gittergleichstrom $\quad I_g = i_{gs} \cdot \psi_2$

Die Abweichungen sind selten $> 10\%$.

Genauere Werte des Gitterstromes erhält man durch eine Kombination der beiden Mittelbildungen (linear und quadratisch).

Hierzu gilt:

16) $\quad \psi = a\,\psi_1 + b\,\psi_2 \qquad$ mit a und b aus:

17) $\quad a = 2 - 0{,}5\,\dfrac{i_s}{i_m} \qquad b = 0{,}5\,\dfrac{i_s}{i_m} - 1$

18) Gittergleichstrom $\quad I_g = i_{gs} \cdot \psi$

Darin fehlt uns noch i_m. Das ist der Gitterstrom, der — bei halber Aussteuerung ins Positive — fließen würde. Um ihn zu finden, zeichnen wir im U_g / U_a-Kennlinienfeld die Arbeitsgerade ein. Sie verbindet den Aussteuerpunkt mit dem Arbeitspunkt. Der Gitterstrom i_m wird auf dieser Geraden dort gefunden, wo die Gitterspannung gerade gleich der halben Gitterspitzenspannung ist. (Als Bezugspunkt für die Aussteuerung gilt die Gittervorspannung, bei der gerade der betrachtete Strom zu fließen beginnt. Beim Gitterstrom ist also der Bezugspunkt immer $U_g = 0$ V.)

Falls auch der Anodengleichstrom I_a mit Hilfe des kombinierten Wertes ψ berechnet werden soll, gewinnen wir dafür die Faktoren a und b entsprechend.

Als Bezugspunkt zur Aussteuerung gilt jetzt der Schnittpunkt der Arbeitsgeraden mit der Kennlinie des Anodenruhestromes für den B-Betrieb ($I_a = I_{a0} \approx 0$). Als Stromflußwinkel muß der Anodenstromflußwinkel Θ_a eingeführt werden.

Mit dem Gittergleichstrom I_g berechnen wir die benötigte Steuerleistung p_{st} sowie die Gitterverlustleistung Q_g:

19) benötigte Steuerleistung $\quad p_{st} \approx u_g \cdot I_g$

20) Gitter-Verlustleistung $\quad Q_g \approx u_{gs} \cdot I_g$

Zum Beurteilen des Betriebsverhaltens benutzt man gern den Leistungsgewinn G und die Spannungsübersetzung K. Letztere ist ebenso groß wie das Rückkopplungsverhältnis bei selbsterregten Stufen.

21) Leistungsgewinn $\quad G = p_a : p_{st}$

22) Spannungsübersetzung $\quad K = u_g : u_a$

Berechnen der Schirmgitterdaten

Für eine Tetrode oder Pentode berechnet man die Schirmgitterdaten entsprechend dem Vorhergehenden. Die Schirmgitterspannung U_{g2} ist gegeben. Der Schirmgitterspitzenstrom i_{g2s} wird aus dem Kennlinienfeld am Aussteuerpunkt entnommen. Die Gitterspannung u_{gl}, zu der auf der Arbeitskennlinie $I_{g2} = 0$ gehört (Bezugspunkt der Aussteuerung), entnimmt man dem U_g / U_a - Kennlinienfeld. Nun gilt:

23) Schirmgitter-Stromflußwinkel $\quad \Theta_{g2} = \arccos \dfrac{(u_{gl} - U_g)}{u_g}$

Hierfür entnehmen wir aus Bild 2 die Werte ψ_1 und ψ_2, aus denen wir ψ gemäß 16) und 17) gewinnen. Nun können wir ausrechnen:

24) Schirmgitterstrom $\quad I_{g2} = i_{g2s} \cdot \psi$

25) Schirmgitterverlustleistung $\quad Q_{g2} = U_{g2s} \cdot I_{g2}$

Damit sind die Röhrendaten berechnet.

Berücksichtigen der zusätzlichen Verluste

Selbstverständlich steht als Nutzleistung p_N nicht die gesamte Röhrenleistung p_a zur Verfügung, da von dieser noch die Kreisverluste p_{kr} und — bei rückgekoppelten Sendern — die Steuerleistung p_{st} abgezogen werden müssen.

Besondere Betriebsarten

Bei Sendern in Gitterbasisschaltung ist der Einfluß des Leistungsübergangs vom Steuersender in den Anodenkreis zu berücksichtigen. Es werden in diesem Falle folgende Daten geändert:

$$p_a \rightarrow p_a^* = p_a \left(1 + \frac{u_g}{u_a}\right)$$

$$p_{st} \rightarrow p_{st}^* = p_{st} + p_a \frac{u_g}{u_a}$$

$$u_a \rightarrow u_a^* = u_a + u_g$$

$$Z_a \rightarrow Z_a^* = Z_a \left(1 + \frac{u_g}{u_a}\right)$$

$$\eta \rightarrow \eta^* = \eta \left(1 + \frac{u_g}{u_a}\right).$$

Auch im Falle von Gegenkopplungen oder Rückkopplungen ist der Einfluß des Leistungsübergangs zu berücksichtigen.

Bei Gitterspannungsmodulation, Anodenspannungsmodulation oder selbstgleichrichtendem Wechselspannungsbetrieb ist die überschlägige Berechnung ebenfalls möglich. Hierbei wird man allerdings mindestens zwei Rechnungen durchführen müssen: eine für den Träger- oder Effektivwert und eine für den Oberstrichwert. Bei den beiden letzten Betriebsarten schwingen die Stufen in stark überspanntem Zustand. Daher muß stets der kombinierte Wert ψ zum Ermitteln der Gleichströme benutzt werden.

Zum Schluß seien noch zwei Tabellen gezeigt, die zum praktischen Durchführen der hier angegebenen Berechnungen vorteilhaft sind.

Anodendaten

Betriebsgröße		Ermittlung	
Röhrenleistung	p_a	vorgegeben	2500 W
Anoden-Stromflußwinkel	Θ_a	vorgegeben	75 °
Anoden-Gleichspannung	U_a	vorgegeben	5000 V
Anoden-Spitzenstrom	i_{as}	$\approx 1{,}17\, f \cdot p_a : U_a$	(2,54) A

Anoden-Restspannung	u_{ar}	Kennlinienfeld	(750) V
Anoden-Wechselspannung	u_a	$= U_a - u_{ar}$	(4250) V
Anoden-Spitzenstrom	i_{as}	$= f \cdot p_a : u_a$	2,59 A
Anoden-Restspannung	u_{ar}	Kennlinienfeld	750 V
Anoden-Wechselspannung	u_a	$= U_a - u_{ar}$	4250 V
Anoden-Spitzenspannung	u_{asp}	$= U_a + u_a$	9250 V
Anoden-Wechselstrom	i_a	$= 2 \cdot p_a \cdot u_a$	1,18 A
Außenwiderstand	z_a	$= u_a \cdot i_a$	3600 Ω
Anoden-Gleichstrom	I_a	$= i_{as} \cdot \varphi_1$	0,7 A
Aufgenommene Leistung	P_a	$= U_a \cdot I_a$	3500 W
Anoden-Verlustleistung	Q_a	$= P_a - p_a$	1000 W
Wirkungsgrad	η	$= \frac{p_a}{P_a}$	71,5 %

Gitter- und Schirmgitterdaten

Betriebsgröße		Ermittlung	
Positive Gitterspitzenspannung	u_{gs}	Kennlinienfeld	400 V
Gitterspitzenstrom	i_{gs}	Kennlinienfeld	0,6 A
Schirmgitter-Spitzenstrom	i_{g2s}	Kennlinienfeld	– A
Gittervorspannung B-Betrieb	U_{gb}	Kennlinienfeld	−80 V
Gitterwechselspannung	$u_g = -U_{gb} + \frac{u_{gs} - \cos\Theta_a \cdot U_{gb} \cdot u_{ar} : U_a}{1 - \cos\Theta_a}$		625 V
Gittervorspannung	U_g	$= -(u_g - u_{gs})$	−225 V
Negative Gitterspitzenspannung		$= -(2\,u_g - u_{gs})$	−850 V
Gitterstrom-Flußwinkel	Θ_g	$= \text{arc cos}\,(-U_g : u_g)$	69 °
Gittergleichstrom	I_g	$= i_{g_s} \cdot \varphi_2$*)	0,117 A
Steuerleistung	p_{st}	$= u_g \cdot I_g$	73 W
Gitter-Verlustleistung	Q_g	$= u_{gs} : I_g$	47 W
Gewinn	G	$= p_a : p_{st}$	34,2
Spannungsübersetzung	K	$= u_g : u_a$	1:6,8
Schirmgittergleichspannung	U_{g2}	vorgegeben	– V
Bezugspunkt für i_{g2}	u_{gl}	Kennlinienfeld	– V
Schirmgitter-Stromflußwinkel	Θ_{g2}	$= \text{arc cos}\,(\frac{u_{gl} - U_g}{U_g})$	°
Schirmgitterstrom	I_{g2}	$= i_{g_{2s}} \cdot \varphi_2$*)	– A
Schirmgitter-Verlustleistung	Q_{g2}	$= U_{g2} \cdot I_{g2}$	– W
Nutzleistung	p_N	$= p_a - p_{kr}\,(-p_{st})$	– W

*) Der Wert φ_2 gilt für quadratischen Stromanstieg. Größere Genauigkeit verlangt statt φ_2 den Wert $\varphi = a\,\varphi_1 + b\,\varphi_2$ mit

$$a = 2 - 0{,}5\,\frac{i_s}{i_m} \qquad b = 0{,}5\,\frac{i_s}{i_m} - 1$$

worin i_s = Spitzenstrom wie oben und i_m Strom bei halber Aussteuerung.

Oszillator-Schaltungen mit Schwingkreisen

Zu jeder Oszillatorschaltung gehört — abgesehen vom Fall des negativen Widerstandes — eine Verstärkung und eine Rückkopplung vom Verstärkerausgang auf dessen Eingang. Der Rückkopplungsfaktor K muß genügend groß und die zugehörige Phasenlage richtig sein. Beim Röhrenverstärker gilt hierzu mit

U_a Anodenwechselspannung
U_g Gitterwechselspannung
R_a Wechselstrom-Außenwiderstand im Anodenzweig in kΩ:
D Durchgriff der Röhre in Bruchteilen
S Steilheit der Röhre in mA/V

$$K = \frac{U_g}{U_a} \geqq D + \frac{1}{S \cdot R_a}$$

Richtige Phasenlage heißt hier: Vorzeichen der Gitterwechselspannung U_g (gegen Kathode) entgegengesetzt zu dem der Anodenwechselspannung U_a (ebenfalls gegen Kathode).

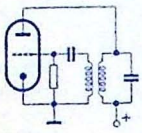


Bild 1

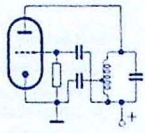


Bild 2

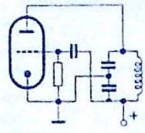


Bild 3

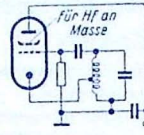


Bild 4

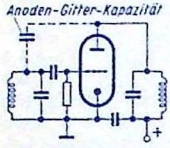


Bild 5

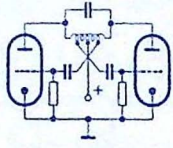


Bild 6

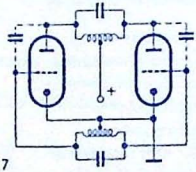


Bild 7

Bild	Schaltung	Rückkoppl. durch:	Änderung von K	bis MHz
1	**Meißner**	Koppelspule	Koppelgrad	150
2	**Hartley**	Indukt. Spann.-Teilung	Abgriff	1000
3	**Colpitts**	Kapaz. Spann.-Teilung	Kapazitäts-Verhältnis	800
4	**Eco** (Elektronen-Kopplung)	Indukt. Spann.-Teilung	Abgriff	100
	Auskopplung unkritisch für Schwingfrequenz			
5	**Huth-Kühn**	Anoden-Gitter-Kapazität	Parallelkapazität	300
	Schwingkreis-Resonanzfrequenz über Schwingfrequenz			
6	**Hartley Gegentakt**	Indukt. Spann.-Teilung	Abgriffe	1000
	Genaue Symmetrierung des Kreises			
7	**Huth-Kühn Gegentakt**	Anoden-Gitter-Kapazität	Parallelkapazität	300
	Genaue Symmetrierung der 2 Kreise			

Oszillator-Schaltungen mit RC-Phasenschiebern

Allgemeines

Hier werden Röhren-Sinusgeneratoren behandelt, in denen das frequenzbestimmende Netzwerk lediglich aus reellen Widerständen und Kapazitäten besteht.

Man verwendet solche Schaltungen insbesondere für niedrige Frequenzen, wenn man die Schwingkreisinduktivität wegen ihres Platzbedarfs und Gewichtes, wegen ihres magnetischen Streufeldes bzw. wegen der Stromabhängigkeit ihres Selbstinduktionswertes vermeiden will, oder wenn man mit dem Drehkondensator einen größeren Frequenzbereich überstreichen möchte.

Der Nachteil der RC-Oszillatoren besteht darin, daß es mit ihnen nicht ganz einfach ist, eine gute Sinusform der erzeugten Spannung zu erhalten.

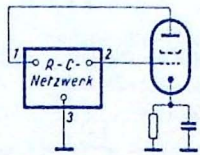


Bild 1

Bild 1 zeigt das Schema eines Einröhren-Oszillators. In ihm erregt sich eine Schwingung mit der Frequenz, für die das Netzwerk zwischen einer Einströmung in den Punkt 1 und der an Punkt 2 gegen Punkt 3 auftretenden Ausgangsspannung einen Phasenunterschied von 180° ergibt. Dabei muß die Verstärkung der Röhre die Abschwächung im Netzwerk ausgleichen. Man erhält einen der Sinusform um so besser angenäherten zeitlichen Verlauf der Schwingspannung, je näher der Wert der für die Selbsterregung erforderlichen Steilheit an den Wert der mit der Röhre gegebenen Steilheit heranrückt.

Wenn das RC-Netzwerk nicht gleichspannungstrennend wirkt, muß es durch einen Trennkondensator und gegebenenfalls auch durch einen Gitterableitwiderstand ergänzt werden.

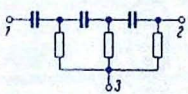


Bild 2

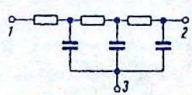


Bild 3

Netzwerke aus mehrgliedrigen Ketten

Die **Bilder 2, 3, 4 und 5** zeigen einfache Kettenschaltungen, die sich als Rückkopplungsnetzwerke für einen Oszillator nach Bild 1 eignen. In der folgenden Tabelle sind die Formeln für die erzeugte Frequenz und für die erforderliche Minimalverstärkung zu diesen

Schaltungen zusammengestellt. Vorausgesetzt ist hierzu, daß jede Kette jeweils aus unte sich gleichen Gliedern besteht, und daß weder die Kathoden- und Schirmgitterkombi nationen noch die Gitterkombinationen oder die äußere Belastung die Phase zusätzlicl drehen.

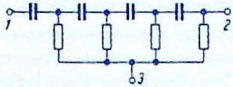


Bild 4

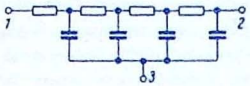


Bild 5

Netzwerk	Bild	Schwingfrequenz	Minimale Verstärkung
3gliedrige C-R-Kette	2	$\frac{1}{2\pi \sqrt{6}\, R \cdot C} \approx \frac{1}{15{,}4 \cdot R \cdot C}$	29
3gliedrige R-C-Kette	3	$\frac{\sqrt{6}}{2\pi \cdot R \cdot C} \approx \frac{1}{2{,}56 \cdot R \cdot C}$	29
4gliedrige C-R-Kette	4	$\frac{\sqrt{0{,}7}}{2\pi \cdot R \cdot C} \approx \frac{1}{7{,}53 \cdot R \cdot C}$	18,4
4gliedrige R-C-Kette	5	$\frac{1{,}2}{2\pi \cdot R \cdot C} \approx \frac{1}{5{,}23 \cdot R \cdot C}$	18,4

Jedes Glied einer Kette belastet das vorangehende. Daher sind die Phasendrehunge für die einzelnen Glieder ungleich.

Zum Durchstimmen eines RC-Oszillators mit Rückkopplung über eine der dargestellte Kettenschaltungen kann ein Mehrfachdrehkondensator dienen. Für die Kettenschal tungen nach Bild 3 und 5 sind die normalen Mehrfachdrehkondensatoren mit geerdete Rotoren zu verwenden.

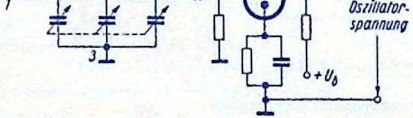


Bild 6

Bild 6 zeigt ein Schaltbeispiel für einen durchstimmbaren Oszillator.

Ungleiche Werte für Widerstände und Kapazitäten

Die vorstehenden Kettenschaltungen sind besonders einfach zu berechnen, und sind wegen der Gleichheit ihrer Kettenglieder für durchstimmbare Oszillatoren zweckmäßig, weil dann Drehkondensatoren mit gleichen Plattenpaketen verwendet werden können.

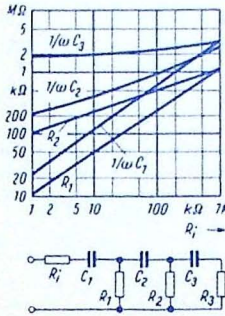


Bild 7

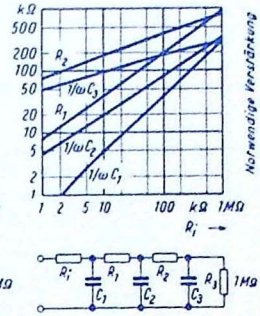


Bild 8

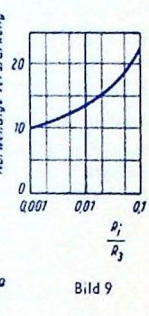


Bild 9

Will man mit möglichst geringer Verstärkung der Röhre und einem Minimum an Schaltungsgliedern Schwingungen erzeugen, so macht man die Glieder einer dreigliedrigen Kette ungleich und wählt die Bemessung nach **Bild 7 oder 8.** Beide Bilder gelten für $R_3 = 1\ \mathrm{M\Omega}$. Soll der Wert von R_3 anders gewählt werden, so ändern sich sämtliche Werte in den Diagrammen im selben Verhältnis.

Als R_i gilt hier der innere Widerstand, den die Röhre zusammen mit ihrem Anodenwiderstand R_a und gegebenenfalls mit dem Widerstand einer äußeren Last R_n als Generator darstellt:

$$\frac{1}{R_i} = \frac{S}{\mu} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_n}$$

Bild 9 enthält die notwendigen Verstärkungen. Diese hängen von dem Verhältnis R_i/R_3 ab.

Netzwerk mit getrennter Anordnung zur Phasenumkehr

Im vorstehenden ist vorausgesetzt, daß die zur Mitkopplung für die zu erzeugende Frequenz notwendige Phasendrehung um 180° (bzw. die ihr entsprechende Phasenumkehr) im Netzwerk selbst erfolgt.

Nun besteht aber eine zweite Möglichkeit für das Netzwerk und seine Verwendung. Sie leitet sich aus Bild 1 ab, wenn dort im Netzwerk die Phasenumkehr separat durchgeführt wird. Der von der Phasenumkehr getrennte Netzwerkteil muß für die zu erzeugende Frequenz zwischen Einströmung an Punkt 1 und Spannung vor der Phasenumkehr Phasengleichheit aufweisen. Nur so ergeben sich nämlich die zur Mitkopplung notwendigen 180°. Für Abweichungen von der zu erzeugenden Frequenz muß hier die Phasenverschiebung insgesamt (also einschließlich Phasenumkehr) möglichst schroff von 180° auf 0° heruntergehen. Das bedeutet den Übergang von Mitkopplung auf Gegenkopplung.

Die getrennte Phasenumkehr

Dafür könnte man zunächst einen Breitbandübertrager in Betracht ziehen. Dessen Verwendung würde jedoch die eingangs angedeuteten Vorteile der RC-Schaltung für die tiefen Frequenzen weitgehend zunichte machen.

Günstiger wäre es, für die Phasenumkehr eine der in den Bildern 2 und 3 gezeigten Kettenschaltungen zu verwenden.

Im allgemeinen wird man die Phasenumkehr aber am besten mit einem zweiten Röhrensystem vornehmen, ähnlich wie es im Multivibrator geschieht. Hierbei trägt die Umkehrstufe zur Gesamtverstärkung der Oszillatorschaltung bei.

Die Gegenkopplung

Sie geschieht mit Hilfe eines Doppel-T-Gliedes (Parallel-T-Glied mit 6 Elementen), wie es in **Bild 10** in zweierlei Weise dargestellt ist. Dieses Glied legt man z. B. zwischen das Gitter der Umkehrröhre und die hochgesetzte Kathode der eigentlichen Oszillatorröhre.

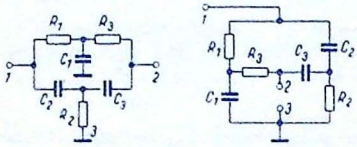


Bild 10

Für das Doppel-T-Glied nach Bild 10 wählt man

$$R_1 = R_3 = 2\,R_2$$

$$C_1 = 2\,C_2 = 2\,C_3$$

$$R_1 C_1 = \frac{1}{\pi \cdot f}$$

Die Schärfe des Minimums der Gegenkopplung hängt von der Genauigkeit ab, mit der die beiden ersten Beziehungen eingehalten werden.

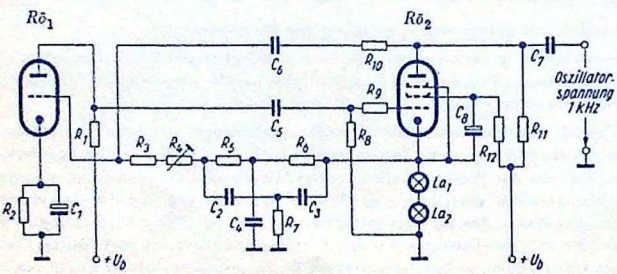


Bild 11

Schaltungsbeispiel

Bild 11 zeigt die Schaltung eines Generators mit Doppel-T-Glied nach Bild 10 zur frequenzbestimmenden Gegenkopplung und mit einer Röhrenstufe zur Phasenumkehr. Das Doppel-T-Glied umfaßt die Widerstände R_5, R_6, R_7 und die Kapazitäten C_2, C_3, C_4. Es liegt zwischen Pentodenkathode und Triodengitter. Ein Mitkopplungszweig führt von der Pentoden-Anode zum Triodengitter. Diese Mitkopplung ist in einem weiten Bereich frequenzunabhängig. Ihr wirkt für alle Frequenzen, die von der gewünschten Frequenz wesentlich abweichen, die Gegenkopplung über das Doppel-T-Glied entgegen. Für die gewünschte Frequenz wird diese Gegenkopplung zu Null. Ein temperaturabhängiger Widerstand in Gestalt von 2 in Reihe geschalteten Glühlämpchen La_1 und La_2 stabilisiert die Schwingamplitude: bei wachsendem Schwingwechselstrom wird die wirksame Steilheit der Pentode durch Widerstandserhöhung der Lämpchen, und zwar über die Gittervorspannung dieser Röhre verringert. Mittels R_4 wird über den Mitkopplungsgrad die Schwingamplitude eingestellt. Bei einer Betriebsspannung von $U_b = 250$ V erhält man im Leerlauf eine Wechselspannung von 25 V bei einem Klirrgrad $k \approx 0{,}2\%$.

Schaltteilliste

R_1	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,25 W
R_2	Schichtwiderstand	25 kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_4	Drehwiderstand	10 kΩ	lin.
R_5	Schichtwiderstand	4 kΩ ± 1%	0,1 W
R_6	Schichtwiderstand	4 kΩ ± 1%	0,1 W
R_7	Schichtwiderstand	2 kΩ ± 1%	0,1 W
R_8	Schichtwiderstand	500 kΩ	0,1 W
R_9	Schichtwiderstand	500 Ω	0,1 W
R_{10}	Schichtwiderstand	2 MΩ	0,1 W
R_{11}	Schichtwiderstand	2 kΩ	3 W
R_{12}	Schichtwiderstand	20 kΩ	1 W
La_1	Glühbirne	10 V	0,05 A
La_2	Glühbirne	10 V	0,05 A
C_1	Elektrolytkondensator	4 µF	30/35 V
C_2	Kunstfolienkondensator	40 nF ± 1%	125 V~
C_3	Kunstfolienkondensator	40 nF ± 1%	125 V~
C_4	Kunstfolienkondensator	80 nF ± 1%	125 V~
C_5	Papierkondensator	20 nF	250 V_
C_6	Papierkondensator	10 nF	250 V_
C_7	Papierkondensator	0,1 µF	250 V_
C_8	Elektrolytkondensator	2 µF	250/285 V
$Rö_1$	Röhre EC(L) 82, Triodensystem		
$Rö_2$	Röhre E(C)L 82, Pentodensystem		

Schwing- und Verstärkerstufen mit Koaxialkreisen für die Röhren 2 C 39 A und 2 C 40

Für Gittersteuerung (Dichtesteuerung) bei sehr hohen Frequenzen wählt man Scheibenröhren. Deren scheibenförmige Elektrodendurchführungen haben große leitende Oberflächen und damit nur wenig Induktivität sowie nur geringen Verlustwiderstand. Sie bilden Teile der angeschlossenen Koaxial-Schwingkreise, die so bis unmittelbar an die Elektroden heranreichen. Dadurch entfallen Verluste durch Leistungs-Aufteilung auf Zuleitungen und Elektroden.

Der Aufbau der Scheibenröhren begünstigt die bei hohen Frequenzen allgemein verwendete Gitterbasisschaltung: Die an Masse liegende Gitterebene, die sich zwischen Kathode und Anode befindet, ermöglicht ein wirksames gegenseitiges Entkoppeln von Eingangs- und Ausgangskreis.

Die **Gitterbasisschaltung** ist im übrigen ab etwa 600 MHz — die Grenze schwankt nach Röhrentyp und Betriebsdaten — auch hinsichtlich des Eingangswiderstandes günstiger als die für tiefere Frequenzen geläufige Kathodenbasisschaltung.

Koaxial-Schwingkreise

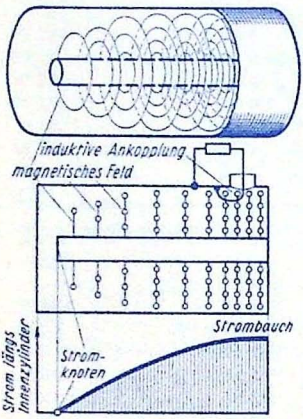


Bild 1

Links eine perspektivische Ansicht des teilweise aufgeschnittenen Koaxialkreises. In dieser Ansicht sind die Magnetfeldlinien deutlich zu erkennen, die auch im darunter befindlichen Schnittbild vorkommen.

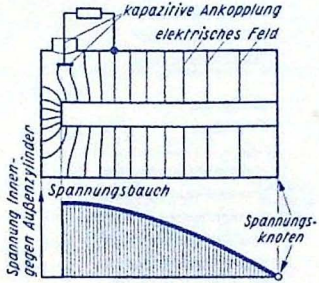


Bild 2

In Verbindung mit Scheibenröhren verwendet man für Dezimeterwellen vorwiegend Koaxialkreise, also im Prinzip Stücke von Koaxialleitungen. Deren Länge und Abschluß bestimmen die Resonanzwellenlänge. Ist ein solcher Kreis an einem Ende offen — also

dort nicht durch einen komplexen oder imaginären Widerstand (meist Zusatzkapazität) belastet — und am anderen Ende kurzgeschlossen, so beträgt seine axiale Länge l für Resonanz ein Viertel der Wellenlänge λ oder ein ungeradzahliges Vielfaches davon:

$$l = \lambda/4,\ 3\,\lambda/4 \ldots (2n - 1)\,\lambda/4$$

Sind die Enden beide offen oder beide kurzgeschlossen, so muß die axiale Länge für Resonanz gleich der Hälfte der Wellenlänge oder gleich einem ganzzahligen Vielfachen davon gewählt werden:

$$l = \lambda/2,\ 2\,\lambda/2 \ldots n\,\lambda/2$$

Die **Bilder 1** und **2** zeigen die Verteilung des Stromes und des Magnetfeldes bzw. der Spannung und des elektrischen Feldes für einen $\lambda/4$-Topfkreis. Bild 1 läßt erkennen, daß die magnetische Ankopplung zweckmäßig durch eine Schleife in der Nähe der Kurzschlußscheibe erzielt wird. Aus der Spannungsverteilung (Bild 2) folgt, daß die kapazitive Ankopplung — etwa durch einen Stift — im Spannungsbauch am offenen Ende besonders fest wird.

Die Verluste im Koaxialkreis lassen sich bei sachgemäßem Aufbau sehr klein halten. Die Strahlungsverluste sind verschwindend gering, da sich die Felder auf das Innere des Hohlraumes beschränken (Bilder 1 und 2). Die Stromleitung erfolgt bei hohen Frequenzen nur an der (inneren) Oberfläche. Deshalb muß man deren Leitfähigkeit im Interesse niedriger Verluste durch Versilbern und gegebenenfalls durch Polieren heben, wodurch die Leitungsverluste weiter verringert werden. Ein zusätzlicher Vorzug des Koaxialkreises besteht in seiner „kalten" Außenhaut.

Ankopplung der Scheibenröhre an den Koaxialkreis

Gitter-Anoden- bzw. Gitter-Kathoden-Strecken kommen jeweils an das Spannungsende des Kreises. Das andere Ende wird durch verschiebbaren Kurzschluß im Strombauch abgestimmt. Wo möglich, geschieht das — im Sinne geringster Verluste und völliger Eindeutigkeit der erzeugten Frequenz — für $l = \lambda/4$.

Leider sind Belastungen des offenen Koaxialkreis-Endes durch die Kapazitäten der Röhre und gegebenenfalls auch durch die der Koppelorgane nicht vermeidbar. Diese aber verkürzen die Leitungslänge bis zum ersten Spannungsknoten. So liegt der erste Spannungsknoten für kürzere Betriebswellen oft schon im Innern der Röhre. Das erfordert dann ein Abstimmen auf $l = 3\,\lambda/4$ oder sogar auf $l = 5\,\lambda/4$.

Aufbau von Schwing- und Verstärkerstufen mit Koaxialkreisen

Hierfür sind zwei Anordnungen möglich: die zweiseitige, **„end-to-end"-Bauweise**, bei der die Kreise für Anode und Kathode zu beiden Seiten der Gitterebene liegen, und die einseitige, **„folded-back"-Anordnung**, bei der die Rohrsysteme für Eingang und Ausgang ineinandergesteckt sind.

Die einseitige Anordnung hat einige Vorteile: kürzere Baulänge, einfachere Führung der Kühlluft, Bedienbarkeit der Abstimmorgane von einer Seite und bequeme Auswechselbarkeit der Röhre. Deshalb wird die einseitige Anordnung der zweiseitigen häufig vorgezogen.

Die Frequenz bestimmt in erster Linie der Anoden-Gitter-Kreis. In Verstärkerstufen wird die zu verstärkende Spannung dem Kathoden-Gitter-Kreis zugeführt. In Schwingstufen kann die Selbsterregung durch Variation des Kathoden-Gitter-Kreises nach Betrag und Phase gemeinsam mit einer Regelung der Rückkopplung beeinflußt und der erforderlichen Leistungsabgabe angepaßt werden.

Rückkopplung ist vorwiegend kapazitiv oder vorwiegend induktiv möglich. Rein kapazitive oder rein induktive Rückkopplungen lassen sich wegen der in der Größenordnung der Wellenlänge liegenden Abmessungen der Koppelelemente kaum realisieren. Einfache Anordnungen für feste Rückkopplung zu jeweils nur einer Resonanzfrequenz zeigen die **Bilder 3** und **4**.

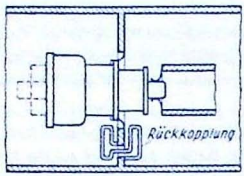


Bild 3

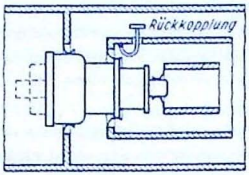


Bild 4

Lage und Verteilung der Felder im Koaxialkreis ändern sich mit der Abstimmung. Daher muß die Rückkopplung für größeren Durchstimmbereich des Oszillators — etwa durch Eintauchtiefe des **Koppelstiftes**, durch dessen Verschieben in Achsrichtung der Koaxialkreise (**Bilder 5** und **6**) oder durch Verändern einer **Koppelschleife** — zusammen mit der Abstimmung geändert werden.

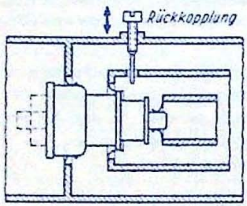


Bild 5

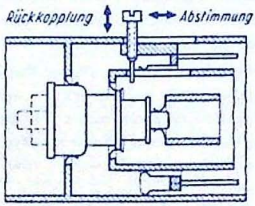


Bild 6

Schwingstufe, zweiseitige Anordnung, 3000 MHz, $\lambda = 10$ cm

Die in **Bild 7** dargestellte, mit der 2 C 40 aufgebaute Stufe ist fest auf etwa 3000 MHz abgestimmt. Das bedeutet fehlende Durchstimmbarkeit für den die Frequenz bestimmenden Anodenkreis (rechts). Der Kathoden-Gitter-Kreis (links von der Gitterebene) läßt sich mit einem Kreisringschieber zum genauen Einstellen der Phasenlage der Rückkopplung abstimmen.

jeden Übergangswiderstand, besonders den zwischen Schieber und Rohr, muß man durch Federung der Kontaktmanschetten über den gesamten Kreisumfang äußerst gering halten. Mangelhafte Kontaktgabe — insbesondere in der Umgebung eines Strombauches — verschlechtert die Kreise und führt damit zu Verlusten sowie gegebenenfalls auch zu Instabilität des Oszillators.

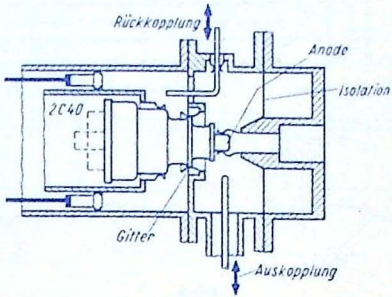


Bild 7

Rückgekoppelt wird in der Anordnung nach Bild 7 über den gebogenen Drahtbügel, der — durch einen Schlitz in der Gitterebene geführt — in beide Kreise eintaucht. Der Bügel ist mit dem Anodenkreis infolge der sich dort ergebenden Schleife vorwiegend induktiv und mit dem Kathodenkreis durch das in diesen hineinragende gerade Ende im wesentlichen kapazitiv gekoppelt. Mit der Eintauchtiefe des Bügels (größere Schleife) wächst der Rückkopplungsgrad.

Zum Auskoppeln der Hf-Leistung auf ein Koaxialkabel dient der in den Anodenkreis eintauchende Stift. Seine Eintauchtiefe ist zwecks Anpassung verstellbar.

Schwingstufe, einseitige Anordnung, kleinerer Durchstimmbereich

Bild 8 (folgende Seite) zeigt oben die Schnittzeichnung der Stufe, darunter — auch für Anordnungen gemäß Bild 9 und 11 gültig — den Strom- und Spannungsverlauf sowie rechts daneben die Schaltung.

Die drei ineinandergesteckten Rohre sind von innen nach außen an Kathode, Gitter und Anode der 2 C 39 A angeschlossen. Der Anodenanschluß erfolgt — zwecks gleichspannungsmäßiger Trennung der Anode von dem Gitter — über eine hinreichend große, als Ringkondensator (C in Bild 8) ausgebildete Kapazität.

Für kleinen durchzustimmenden Frequenzbereich kann man den Kurzschluß auch auf kapazitivem Wege vornehmen. Der Schieber muß dann eine Länge von $\lambda/4$ besitzen und von dem einen Rohr isoliert geführt werden. Damit ist die Leitung nur für eine Frequenz exakt abgeschlossen, was die Frequenzstabilität des Senders erhöht.

Zum Rückkoppeln dient ein in Anoden- und Kathodenkreis hineinragender Stift, der mehr oder weniger tief eingetaucht werden kann. In ähnlicher Weise wird die Hf-Leistung ausgekoppelt.

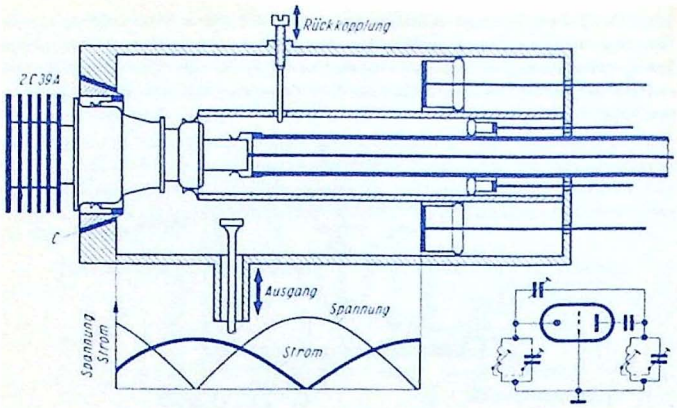


Bild 8

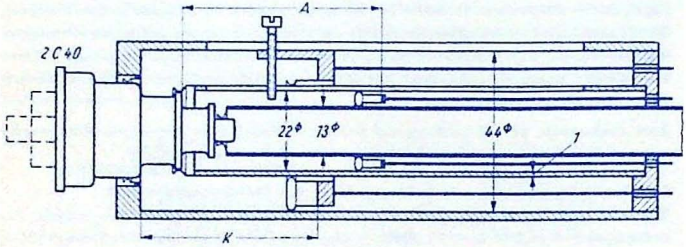


Bild 9

Schwingstufe, einseitige Anordnung, größerer Durchstimmbereich

Bild 9 veranschaulicht eine Schwingstufe für $\lambda = 9...14$ cm mit der 2 C 40. Mit Rücksicht auf den hier großen Durchstimmbereich muß die Rückkopplung mit der Abstimmung gemeinsam verändert werden. Demgemäß sitzt der Rückkopplungsstift in diesem Fall am Schieber des Anoden-Gitter-Kreises. Die beiden äußeren Rohre haben Schlitze, in denen sich der Stift bewegen kann. Ein zusätzliches Regeln der Rückkopplung ist durch Verändern der Eintauchtiefe möglich. **Bild 10** enthält Richtwerte für die Längen der Koaxialkreise.

Die Bilder 11 und 12 beziehen sich auf Oszillatorstufen mit der 2 C 39 A für einen Wellenbereich zwischen etwa 12 und 50 cm. Bei Wellen von 12...35 cm schwingt der Sender mit $l = 3\,\lambda/4$, bei Wellen von 34...50 cm mit $l = \lambda/4$.

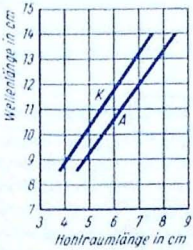


Bild 10

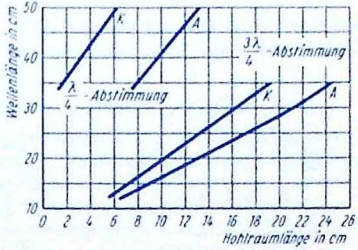


Bild 12

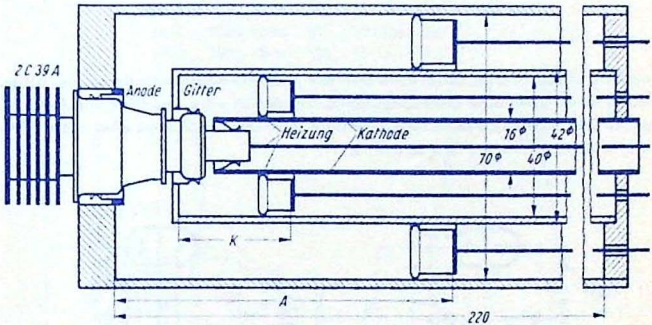


Bild 11

Verstärkerstufen

Mit geringen Änderungen können nach Bild 7...9 aufgebaute Anordnungen auch als Verstärkerstufen dienen. Hierfür tritt an Stelle der Rückkopplung die Einkopplung der zu verstärkenden Hf-Leistung in den Kathodenkreis. Der Anodenkreis darf dabei nicht durchbrochen werden (Vermeiden einer Rückkopplung). Deshalb muß der Zugang zum Kathodenkreis durch dessen Verlängerung ermöglicht werden. Dies bedeutet Abstimmung in einem höheren Spannungsknoten (beispielsweise $l = 5\,\lambda/4$), was unkritisch ist, da der Kathodenkreis ohnehin einen niedrigeren Resonanzwiderstand aufweist und auf Frequenzkonstanz sowie auf Leistungsabgabe geringeren Einfluß hat.

Stromversorgung, Gittervorspannung und Stabilisierung des Arbeitspunktes

Für A-Betrieb einer solchen Verstärkerstufe wird man die Gittervorspannung zum zugehörigen Arbeitspunkt mittels Kathodenwiderstand erzeugen. Bei den hohen Steilheiten der hier benutzten Röhren kommt es darauf an, den Anodengleichstrom besonders

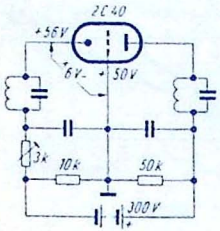


Bild 13

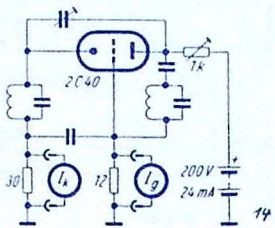


Bild 14

wirksam zu stabilisieren. Dazu wählt man den Wert des Kathodenwiderstandes höher, als das für die gewünschte Gittervorspannung erforderlich wäre, und führt zum Ausgleich dessen über einen Spannungsteiler eine positive Spannung ein. Die dafür benutzten Schaltungen ähneln denen von **Bild 13** und **15**.

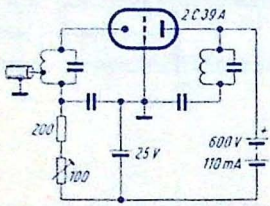


Bild 15

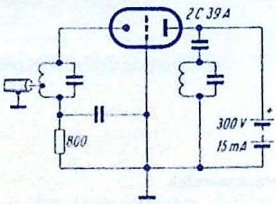


Bild 16

Oszillatoren, Vervielfacher und getastete Leistungsstufen arbeiten im C-Betrieb. Sie verlangen dazu höhere Gittervorspannungen, wobei zum Stabilisieren vorwiegend Kathodenwiderstände, gelegentlich auch Widerstände im Anodenkreis Verwendung finden.

Die Bilder 13 und 14 veranschaulichen zwei Schwingstufenschaltungen mit der 2 C 40. Bild 13 betrifft einen sehr stabilen Testoszillator mit hohem Kathodenwiderstand und Anschluß des Gitters an eine positive Spannung. Bild 14 stellt das Schema eines Empfänger-Oszillators dar. Hier dient ein veränderbarer Widerstand im Anodenkreis zum Einstellen der Betriebswerte.

Beispiele für Schaltungen mit der 2 C 39 A zeigen die Bilder 15 und 16. Bild 15 bezieht sich auf eine Hf-Endstufe, Bild 16 gibt das Schema einer Frequenzvervielfacherstufe wieder.

Heizung und Kühlung der 2 C 39 A bei hoher Betriebsfrequenz

Die in den Datenblättern angegebene Nenn-Heizspannung von 6,3 V gilt nur für Betrieb mit Frequenzen unter 400 MHz ($\lambda > 75$ cm). Bei höherer Betriebsfrequenz wird die Kathode durch die auf sie infolge von Laufzeiteinflüssen zurückfallenden Elektronen zusätzlich aufgeheizt. Der Grad der zusätzlichen Aufheizung ist im wesentlichen von der Frequenz und nebenbei auch von den sonstigen Betriebswerten abhängig. Er muß mit Rücksicht auf die Lebensdauer der Röhre durch Herabsetzen der Heizspannung kompensiert werden.

Im Normalfall gelten für die Heizspannung — abhängig von der Betriebsfrequenz — folgende Richtwerte:

400 ... 1000 MHz	(75 ... 30 cm)	6,0 V
1000 ... 1500 MHz	(30 ... 20 cm)	5,5 V
1500 ... 2000 MHz	(20 ... 15 cm)	5,0 V
> 2000 MHz	(< 15 cm)	4,5 V

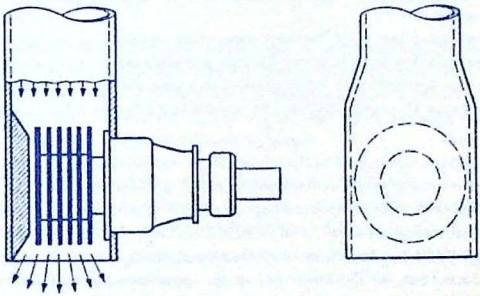


Bild 17

Die Leistungsröhre 2 C 39 A verlangt zusätzliche Luftkühlung durch Anblasen (Bild 17). Dabei benötigt die Röhre je Watt Verlustleistung, bezogen auf 20° C Lufteintritts-Temperatur, etwa einen Liter Luft je Minute.

Die 2 C 40 benötigt keine zusätzliche Kühlung. Auch entfällt bei ihr das Vermindern der Heizspannung für Betrieb mit höheren Frequenzen.

UKW-Teil für Batteriebetrieb

Grundsätzliche Forderungen

Die Spannungen der Heiz- und Anodenbatterie sinken im Laufe der Zeit. Das macht eine Schwingschaltung notwendig, die auch an den unteren Grenzen der Spannungen noch stabil arbeitet und deren Mischverstärkung von der Höhe der Batteriespannungen einigermaßen unabhängig bleibt. Dazu eignen sich die DC 90 und DC 96 in Dreipunktschaltung (**Bilder 1...4**).

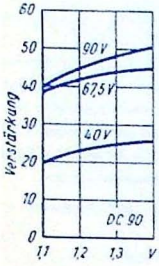


Bild 1

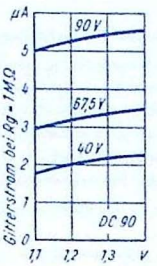


Bild 2

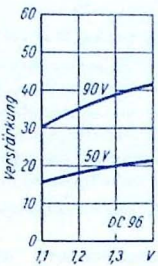


Bild 3

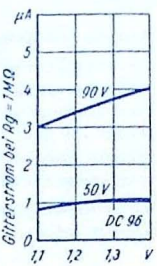


Bild 4

Die Oszillator-Ausstrahlung muß weitgehend unterdrückt werden. Dies geschieht in den hier dargelegten Schaltungen vorwiegend mit Hilfe einer Brückenschaltung; in der einen Diagonale tritt die Oszillatorspannung auf, während der Hf-Einspeisung die andere Diagonale zugeordnet ist.

Die Mischverstärkung soll möglichst hoch sein. Dazu gehört eine für Zf wirksame Entdämpfung des die Röhre und den ersten Zf-Kreis enthaltenden Schaltungsteiles. Entdämpft wird in den hier beschriebenen Schaltungen durch eine unkritische Zf-Mitkopplung (im einen Fall induktive Dreipunktschaltung, im andern Fall kapazitive Brückenschaltung).

Schaltungsarten

Bild 5 zeigt einen symmetrischen Oszillatorkreis. Die hohe Stabilität der Oszillatorspannung wird bei C-Abstimmung durch den symmetrischen Drehkondensatorteil C_2 erkauft. Die Schaltung nach Bild 5 eignet sich besonders gut für L-Abstimmung, wird hier aber doch für C-Abstimmung behandelt, weil sie sich so im Labor leichter realisieren läßt. Die Schaltung nach **Bild 6** hat den Vorteil, daß die Rotoren für C_2 wie für C_1 geerdet sind. Sie macht aber hinsichtlich der Dimensionierung des Spulenaggregates gewisse Schwierigkeiten. Insbesondere müssen die Teile von L_2 streuarm (bifilar) gewickelt sein.

Die Rauschzahlen der beiden hier besprochenen Schaltungen liegen bei $F = 20$ entsprechend 13 dB.

Schaltung mit symmetrischem Kondensatorteil C_2 (Bild 5)

Den Oszillatorteil bilden L_2 sowie die Gesamtkapazität von C_2, C_9 und C_{10}, C_7, C_8 und C_4, C_5. Außerdem wirken hier auch noch die Röhrenkapazitäten C_{ga}, C_{ak} und C_{gk} in Parallelschaltung zu C_6 hinein. Der Rückkopplungsgrad ist gegeben durch

$$C_{ak} : (C_{gk} + C_6)$$

Mit C_6 läßt sich somit der Wert der Oszillatorspannung einstellen.

Zum Unterdrücken der Oszillatorstrahlung liegt der Eingangskreis als Diagonale in einer Brückenschaltung. Diese wird durch C_5 und C_4 einerseits sowie durch $C_{gk} \| C_6$ und C_{ak} anderseits gebildet. An ihrer anderen Diagonale (Anode-Gitter) tritt die Oszillatorspannung auf. Das (zum Unterdrücken des Auswirkens der Oszillatorspannung erforderliche) Brücken-Gleichgewicht ist an C_5 einstellbar:

$$C_4 : C_5 = (C_{gk} + C_6) : C_{ak}$$

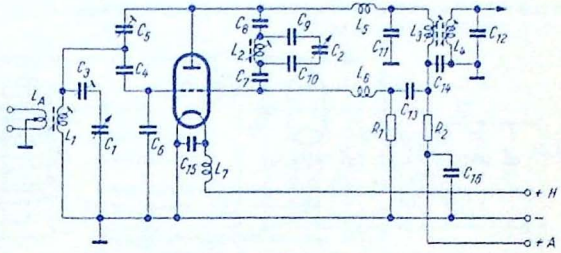


Bild 5

Der aus Röhre und Zf-Bandfilter bestehende Schaltungsteil wird mit einer Dreipunktschaltung des zugehörigen Zf-Primärkreises entdämpft. Dieser Kreis besteht aus L_3, aus den UKW-Drosseln L_5 und L_6, den Kondensatoren C_{11} und C_{14} sowie den Kapazitäten vom Oszillatorkreis.

Die **Dreipunktschaltung** ist dadurch gegeben, daß C_{14} mit seiner verhältnismäßig hohen Kapazität als Masseverbindung wirkt und die Gesamtinduktivität durch diese Verbindung in $L_3 + L_5$ einerseits sowie L_6 in Serie mit C_{13} anderseits geteilt wird. Die resultierende Induktivität der Reihenschaltung von L_6 und C_{13} läßt sich durch passende Wahl von C_{13} so einstellen, daß die gewünschte Entdämpfung auftritt.

Schaltung für Drehkondensator mit geerdetem Rotor (Bild 6)

Der Oszillatorkreis besteht zunächst aus L_3, C_2 und C_4. Über den Anzapf F an L_3 sind außerdem (was für den Gleichlauf zu beachten ist) von Einfluß: L_4, C_8, C_9 und C_{ak}.

L_4 sorgt für hinreichend phasenreine Rückkopplung. Diese wird über L_3 erzielt. C_9 schwächt die Oszillator-Oberwellen.

Um das Eindringen der Oszillatorspannung in den Antennenzweig und damit Störstrahlungen zu unterbinden, wird die Hf-Spannung auf den neutralen Punkt B (Anzapf der Spule L_2) der Oszillatorbrücke eingespeist. Brückengleichgewicht besteht für: $L_{2I} : L_{2II} = C_5 : C_e$. Darin bedeutet C_e im wesentlichen die Röhren-Eingangskapazität. C_6 erlaubt — als Trimmer — den Brückenabgleich. **(Bilder 7 und 8).**

Der Primärkreis des Zf-Bandfilters wird dargestellt durch L_5, C_7, C_9 sowie — über L_4 und L_3 — auch durch C_8. Zu seinem Entdämpfen — vor allem bezüglich des Röhren-Innenwiderstandes — dient die aus C_{ga} und C_5 sowie aus C_8, C_9 und C_7 bestehende Brücke.

In der einen Diagonale dieser Brücke liegt die Primärspule des Zf-Bandfilters gewissermaßen als Spannungsquelle, während die andere Diagonale durch die Strecke Gitter-Masse (Kathode) dargestellt wird. Für Brückenabgleich gilt:

$$\frac{C_7}{C_8 + C_9} = \frac{C_5}{C_{ga}}$$

Indem man C_7 etwas kleiner macht, als es dieser Bedingung entspricht, erreicht man die gewünschte Entdämpfung. L_1 wird durch C_7 für die Eingangsfrequenz an Masse gelegt. Danach muß sich dessen räumliche Anordnung in der Schaltung richten.

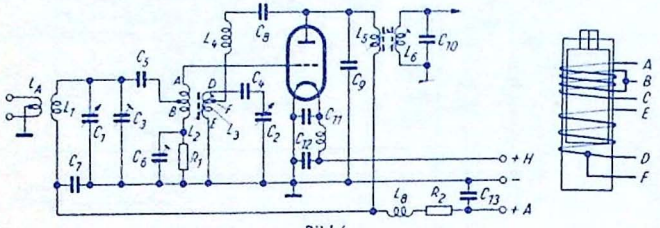


Bild 6

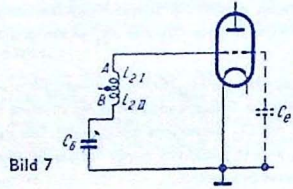


Bild 7

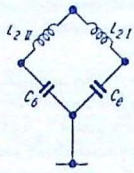


Bild 8

Schaltteilliste zu Bild 5

R_1	Widerstand	1 MΩ	0,25 W
R_2	Widerstand	3 kΩ	0,25 W
C_1, C_2	2-fach-Drehkondensator	5...15 pF	C_2 symmetrisch
C_3	Keramik-Trimmer	5...30 pF	
C_4, C_9, C_{10}, C_{12}	Keramik-Kondensatoren	10 pF	
C_5	Keramik-Trimmer	2...8 pF	
C_6, C_{11}	Keramik-Kondensator	4 pF	
C_7, C_8	Keramik-Kondensatoren	20 pF	
C_{13}	Keramik-Kondensator	150 pF	
C_{14}	Scheibchen-Kondensator	400 pF	
C_{15}	Keramik-Kondensator	2,5 nF	
C_{16}	Scheibchen-Kondensator	1 nF	

			Wdg.	mm ø		mm	mm ø	Kern
L_A	Eingangsbandfilter		3/4	Markantlitze am kal-				
L_1			5	ten Ende von L_1			10	M 9-FR
				0,8 Cu vers. Steigung 1,33			10	
L_2	Oszillatorspule		6	0,8 Cu vers. Steigung 1,33			10	M 9-FR
L_3	Zf-Filter	5µH	25	0,2 Cu L	dicht gewickelt		9	FC-FU II
L_4		22µH	38	0,1 Cu L	dicht gewickelt		9	FC-FU II
L_5, L_6, L_7	λ/4-UKW-Drosseln	2,5µH		0,2 Cu LS 75 cm	dicht gewickelt		3,5	ohne
	Röhre			UKW-Triode DC 90/DC 9				

Kernbezeichnungen der Firma VOGT & Co. m. b. H.

Schaltteilliste zu Bild 6

R_1	Widerstand	1 MΩ	0,1 W
R_2	Widerstand	5 kΩ	0,25 W
C_1, C_2	2-fach-Drehkondensator	5...15 pF	Rotor geerdet
C_3	Keramik-Trimmer	2... 6 pF	
C_4, C_5	Keramik-Kondensatoren	100 pF	
C_6	Keramik-Trimmer	5...30 pF	
C_7	Keramik-Kondensator	250 pF	
C_8	Keramik-Kondensator	30 pF	
C_9	Keramik-Kondensator	4 pF	
C_{10}	Keramik-Kondensator	5 pF	
C_{11}, C_{12}, C_{13}	Keramik-Kondensatoren	5 nF	DIN 41 379

			Wdg.	mm ø		mm	mm ø	Kern
L_A	Eingangs-		0,75	Markantlitze am kal-				
L_1	bandfilter	120 nH	3,5	ten Ende von L_1			7,5	ohne
				0,8 Cu vers. Steigung 2			7,5	
L_2	Rückkopplungsspule		2×2	0,3 Cu LS	bifilar (Bild 7)		7,5	M 6-FR
L_3	Oszillatorspule	100 nH	3	0,8 Cu vers. Steigung 2			7,5	
L_4	Phasenkorrektur	87 nH	4	0,4 Cu L	dicht gewickelt		3	ohne
L_5	Zf-Filter	11µH	30	0,2 Cu L	dicht gewickelt		9	M 7-FC-FU II
L_6		22µH	45	0,2 Cu L	dicht gewickelt		9	M 7-FC-FU II
L_7, L_8	λ/4-UKW-Drosseln	2,5µH		0,2 Cu LS 75 cm	dicht gewickelt		3,5	ohne
	Röhre			UKW-Triode DC 90/DC 96				

Kernbezeichnungen der Firma VOGT & Co. m. b. H.

UKW-Teil mit Doppeltriode ECC 85

Schaltungsprinzip

In der UKW-Vorstufe verwendet man heute eine Triode. Sie ergibt wegen Fortfall des Stromverteilungsrauschens eine höhere Grenzempfindlichkeit als die Pentode. Auch die Mischstufe bestückt man üblicherweise mit einer Triode. Diese wird in selbstschwingender, additiver Mischschaltung betrieben.

Die Doppeltriode ermöglicht auf Grund der Unterbringung der zwei Systeme in einem Kolben einen raumsparenden und preisgünstigen Aufbau.

Bild 1 gibt zusammen mit der Schaltteilliste alle Unterlagen für einen erprobten UKW-Teil mit der ECC 85, deren System II für die Vorstufe in Zwischenbasisschaltung und deren System I als selbstschwingende Mischtriode benutzt ist.

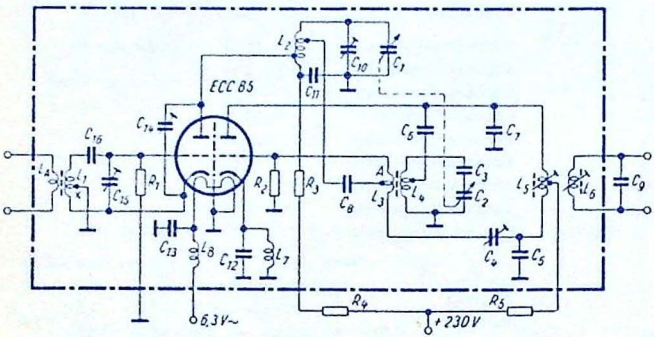


Bild 1

Zwischenbasisschaltung

Hierbei liegt ein Anzapf (x) der zwischen Gitter und Kathode geschalteten Induktivität L_1 an Masse. So kann bei Leistungsanpassung minimale Rauschzahl erzielt werden. Außerdem bekommt der Eingangskreis – durch elektronische Bedämpfung – eine solche Bandbreite, daß man auf dessen Abstimmen verzichten kann. Die Zahl x kennzeichnet die Lage des Anzapfs an L_1. Es gilt:

$$x = \frac{\text{Spannung Masse gegen Kathode}}{\text{Gesamtspannung Gitter gegen Kathode}}$$

Dieses Spannungsverhältnis entspricht ungefähr dem Windungszahlenverhältnis.

In der Praxis koppelt man die Antennenspule L_1 etwas fester an, als es der Leistungsanpassung entspricht, und gleicht den Antennen-Gitterkreis auf Mitte des UKW-Bandes ab. Das ergibt über das gesamte UKW-Band eine niedrige und praktisch konstante Rauschzahl.

Neutralisierung der Zwischenbasisstufe

Dazu dient — gemäß Bild 2 — ähnlich wie in der Kathodenbasisstufe eine Brückenschaltung. Diese wird durch Bild 2 veranschaulicht. Darin wurde gegenüber Bild 1 der Kondensator C_{16} als Kurzschluß betrachtet und der Kondensator C_{15}, als in einer Brückendiagonale liegend, weggelassen. Der Abgleich erfolgt auf

$$\frac{C_{ga}}{C_{ak} + C_{14}} = \frac{x}{1-x}$$

Die Neutralisierungskapazität wird durch C_{14} dargestellt. Für die Bilder 1 und 2 gelten etwa folgende Werte:

$x \approx 20\% = 0{,}2 \quad C_{ga} \approx 1{,}5$ pF $\quad C_{ak} \approx 0{,}18$ pF Das gibt:

$$C_{14} = C_{ga}\,\frac{1-x}{x} - C_{ak} = 1{,}5\,\frac{1-0{,}2}{0{,}2} - 1{,}18 \approx 6 \text{ pF}$$

Dieser Rechnungswert stellt nur einen Anhaltspunkt dar. Der in der Praxis einzustellende Wert hängt wesentlich vom Aufbau ab.

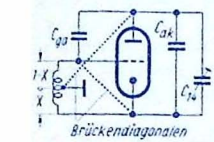


Bild 2

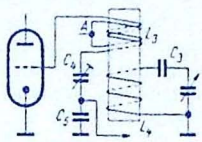


Bild 3

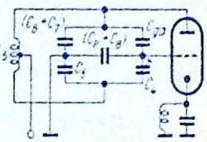


Bild 4

Für Serienfertigung wünscht man C_{14} als Festkondensator. Außerdem soll ein Nachabgleich bei Röhrenwechsel unnötig sein. Die damit im allgemeinen vorhandenen Neutralisationsfehler vermindern die Sicherheit gegen Auftreten von Schwingungen. Die Sicherheit wird auch durch Wahl eines zu kleinen Wertes für x beeinträchtigt. Deshalb geht man mit x nicht unter 0,2. Um die auch dann immer noch mögliche Unstabilität zu vermeiden, legt man die Anode der Vorstufe an einen Anzapf (25%) der Anodenkreisspule (L_2). Damit ergibt sich für die Vorstufe ein geringerer Außenwiderstand. Die an die Mischstufe abgegebene Spannung nimmt man an L_2 von einem weiteren, höher gelegenen Anzapf ab und erreicht so eine Aufwärtstransformation.

Die selbstschwingende Mischstufe

Diese Stufe hat außer der Mischung hier noch drei Funktionen. Es sind das: 1. Meißner-Oszillator in Brückenschaltung, 2. Zf-Brücke zum Entdämpfen des wirksamen Innenwiderstandes der Mischtriode für den ersten Zf-Kreis und 3. Entdämpfung des Röhren-Eingangswiderstandes sowie des Kreises zwischen Hf-Stufe und Mischstufe.

Die Oszillatorspannung wird mit dem Schwingkreis L_1, C_2, C_3 und der Rückkopplungsspule L_2 erzeugt (Bild 3). Oszillator- und Hf-Kreis werden entkoppelt, indem man mit Hilfe des Mittelanzapfes A an L_2 aus den beiden Hälften von L_2 mit C_4 und der Eingangskapazität C_e des Mischsystems die Oszillatorbrücke bildet. A hat bei entsprechendem Einstellen des Trimmers C_1 für die Oszillatorfrequenz keine Spannung gegen Masse.

Eine Streuinduktivität von L_2 soll möglichst vermieden werden, wozu die bifilare Wicklung dient (Bild 3). Andernfalls wird der auf die Strecke zwischen A und Masse transformierte Röhren-Eingangswiderstand zu klein.

Die Zf-Brücke (Bild 4) besteht aus C_{ga} und C_4 sowie C_5 und $(C_6 + C_7)$.

In der einen Brückendiagonale liegt als Spannungsquelle die Spule L_5 des ersten Zf-Kreises. In der anderen Brückendiagonale liegt die Gitter-Kathoden-Strecke des Mischsystems (C_e). Für die Zwischenfrequenz ist hier parallel zu C_e der Kondensator C_8 geschaltet. Für Brückengleichgewicht (keine Zf-Spannung zwischen Gitter und Kathode) gilt:

$$\frac{C_4}{C_{ga}} = \frac{C_5}{C_6 + C_7}$$

Eine hiergegen verringerte Kapazität C_5 bewirkt eine Entdämpfung. Diese kann so weit erhöht werden, bis die Dämpfung des Zf-Kreises von Seiten des Röhren-Innenwiderstandes aufgehoben wird. Damit ergibt sich für die Röhre ein extrem hoher Innenwiderstand, wodurch die Triode einer Pentode ähnlich wirkt. Weiteres Vermindern von C_5 ist nicht zu empfehlen, da das auch die Eigendämpfung des Zf-Kreises aufheben und ein Schwingen der Mischstufe auf der Zf verursachen würde.

Das Entdämpfen des Mischstufeneinganges geschieht in üblicher Weise mit dem Kathodenkondensator C_{12} (Bild 1). Bei richtiger Wahl von C_{12} wird die Kathodeninduktivität kompensiert, was den Eingangswiderstand der Mischstufe erhöht. Macht man C_{12} demgegenüber noch etwas kleiner, so ergibt sich eine Entdämpfung der Mischstufen-Eingangsschaltung. Damit soll man allerdings nicht unter 1 MHz für die Bandbreite dieser Eingangsschaltung gehen.

Bedenken gegen die Stabilität einer derart dimensionierten Schaltung bestehen nicht, da die mittlere Steilheit in einer selbstschwingenden Mischstufe automatisch konstant gehalten wird. Zum Schließen des Gleichstromweges überbrückt man C_{12} mit der Drossel L_7.

Werte der Spannungsverstärkung

Gemessen wurde an der ausgeführten Schaltung:

Eingangsüberhöhung (60 Ω-Meßsenderausgang bis Gitter-Kathoden-Strecke der Hf-Triode) = 3,6

Röhrenverstärkung zwischen Gitter und Anode der Hf-Röhre = 7,2

Aufwärtstransformation infolge des Anzapfs am Anodenkreis der Vorstufe (Vorröhrenanode bis Mischröhrengitter) = 2,1

Spannungsverstärkung in der Mischstufe vom Gitter des Mischsystems bis zum Ausgang des ersten Zf-Bandfilters = 25.

Die Gesamt-Spannungsverstärkung folgt – als Produkt der Einzelverstärkungen und der Spannungserhöhungen – zu $3{,}6 \cdot 7{,}2 \cdot 2{,}1 \cdot 25 = 1350$. Die mittlere Rauschzahl beträgt im ganzen UKW-Band, also von 87 bis 100 MHz, $F = 2{,}5...3$ entsprechend 4...5 dB.

Schaltteilliste

R_1	Widerstand	200 kΩ	0,25 W
R_2	Widerstand	300 kΩ	0,25 W
R_3	Widerstand	1 kΩ	0,5 W
R_4	Widerstand	7 kΩ	2 W
R_5	Widerstand	10 kΩ	2 W

C_1 / C_2	2-fach UKW-Drehkondensator	9,5...18 pF	Rotor geerdet
C_3	Keramik-Kondensator	ca. 45 pF	
C_4	Keramik-Trimmer	3...15 pF	
C_5	Keramik-Kondensator	ca. 120 pF	
C_6	Keramik-Kondensator	20 pF	
C_7	Keramik-Kondensator	10 pF	
C_8	Keramik-Kondensator	20 pF	
C_9	Keramik-Kondensator	30 pF	
C_{10}	Keramik-Trimmer	2...6 pF	
C_{11}	Keramik-Kondensator	2 500 pF	DIN 41 379
C_{12}	Keramik-Kondensator	20...60 pF	
C_{13}	Keramik-Kondensator	2 500 pF	DIN 41 379
C_{14}	Keramik-Trimmer	3...15 pF	
C_{15}	Keramik-Trimmer	2...6 pF	
C_{16}	Keramik-Kondensator	250 pF	

			Wdg.	mm ø			Kern
L_A / L_1	Eingangsbandfilter		3 / 3	0,3 / 0,3	CuLSS / CuLSS	ineinander gewickelt	5x10 FR
L_2	Anodenkreisspule	0,1 µH	3	0,8	Cuvers.	1,8 mm Steigung	M 7 FR
L_3	Rückkopplungsspule		2x2	0,3	CuLSS	siehe Bild 3	
L_4	Oszillatorspule	1,3 µH	3	0,8	Cuvers.	1,8 mm Steigung	M 7 FC-FU II
L_5	Zf-Filter	8 µH	20+5	0,2	CuL		M 7 FC-FU II
L_6	Zf-Filter	6,3 µH	20	0,2	CuL		M 7 FC-FU II
L_7	UKW-Drossel	1 µH	5	0,3	CuL	9 mm ø	ohne
L_8	UKW-Drossel	0,6 µH	32	0,2	CuL	2 mm ø	ohne

Kernbezeichnungen der Firma VOGT & Co. m. b. H.

Mischschaltungen

Frequenzen

In der Mischstufe werden die Empfangsspannung mit der Frequenz f_e und die Oszillatorspannung mit der Frequenz f_0 derart kombiniert, daß an ihr eine Spannung mit der Zwischenfrequenz f_z abgenommen werden kann. **Bild 1** veranschaulicht das.

Aus der Vielzahl der Möglichkeiten: $f_z = \pm m \cdot f_0 \pm n \cdot f_e$ wählt man meist $f_z = f_0 - f_e$.

Bestückung

In der Mischstufe können Dioden, Trioden oder Mehrgitterröhren sowie Transistoren verwendet werden.

Additive Mischung

Als Steuerspannung wirkt hier die Summe aus Empfangsspannung und Oszillatorspannung zwischen einer einzigen Steuerelektrode der Mischröhre bzw. des Transistors und der Kathode bzw. z. B. dem Emitter. Die Summe beider Spannungen herrscht auch dann zwischen Kathode und einem Steuergitter, wenn die eine Spannung zwischen Masse und diesem Steuergitter auftritt, während die andere Spannung zwischen Masse und Kathode zustande kommt (**Bild 2**).

Additive Mischung (Summenmischung) setzt zwischen der genannten Spannungssumme und dem gesteuerten Strom (Anodenstrom oder Collectorstrom) einen nichtlinearen Zusammenhang voraus.

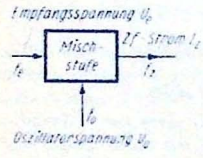


Bild 1

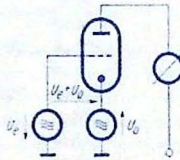


Bild 2

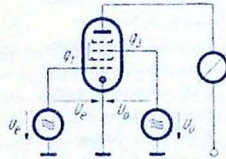


Bild 3

Multiplikative Mischung

Die Empfangsspannung wirkt zwischen einer Steuerelektrode (z. B. φ_1 in **Bild 3**) und Kathode, die Oszillatorspannung dagegen zwischen einer anderen Steuerelektrode (z. B. φ_3 in Bild 3) und Kathode. Bei multiplikativer Mischung schwankt der Anodenstrom dem Produkt beider Spannungen gemäß.

Zusammenhang für zeitlich sinusförmig verlaufende Spannungen

Ist $u_e = U_e \cdot \cos(\omega_e \cdot t + \varphi_e)$ und $u_0 = U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$, so enthält der Ausgangsstrom bei beiden Arten der Mischung ein Glied:

$$i_a = \text{const.} \cdot u_e \cdot u_0 = \text{const.} \cdot U_e \cdot U_0 \cdot \cos(\omega_e \cdot t + \varphi_e) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$$

Dieses Glied läßt sich, wenn τ_e und τ_0 gleich Null gesetzt werden, so umformen:

$$i_a = \text{const.} \cdot U_e \cdot U_0 \left[\frac{1}{2} \cos\left((\omega_0 - \omega_e)\, t\right) + \frac{1}{2} \cos\left((\omega_0 - \omega_e)\, t\right) \right]$$

Diese Umformung zeigt den ausgenutzten Anteil mit der Differenzfrequenz $(\omega_0 - \omega_e)$ und einen zweiten Anteil mit der Summenfrequenz $(\omega_0 + \omega_e)$.

Erzeugen der Oszillatorspannung

Das geschieht entweder in einer getrennten Stufe (Fremdüberlagerung) oder auch in der Mischstufe selbst (selbstschwingende Mischstufe).

Mischsteilheit S_c

Jede Mischstufe läßt sich mit der Mischsteilheit S_c formal auf eine Geradeaus-Verstärkerstufe zurückführen. Dabei ist

$$S_c = \frac{\text{Zf-Ausgangswechselstrom (Kurzschluß)}}{\text{Hf-Eingangswechselspannung}} = \left(\frac{I_a \text{ Zf}}{U_e \text{ Zf}} \right) U_a = 0$$

Bezeichnet man mit S_0 die für die Empfangsspannung allein geltende Steilheit des in der Mischstufe verwendeten Röhren-System, so gilt für günstigst gewählten Wert der Oszillatorspannung: $S_c = \frac{1}{\pi} \cdot S_0$

Ausgenutzte Möglichkeiten

Die Wahl der Mischschaltung richtet sich nach Frequenzbereich, Stromversorgung und Modulationsart (AM oder FM) einerseits sowie nach den Forderungen hinsichtlich Empfindlichkeit, Rauschabstand und Regelcharakteristik anderseits.

Durchgesetzt haben sich für Röhren im wesentlichen folgende fünf Mischstufen:

Nr.			I	II	III	IV	V
I	Hexode (Heptode)	+ Triode	●				
II	Heptode			●			
III	Pentode	+ Triode			●		
IV	Triode					●	
V	Diode	+ Triode					●
Verwendung für Wellenbereich		UKW			●	●	●
		KW	●	•	●	●	
		LW, MW	●	●	●	●	
regelbar			●	●	●		
nicht regelbar						●	●
multiplikativ			●	●			
additiv					●	●	●
Fremdüberlagerung		mit Triode	●		●		●
selbstschwingend				●		●	

Für Transistoren verwendet man meist ein System in einer selbstschwingenden, additiven Mischstufe (VI), und zwar vorläufig für die Wellenbereiche LW und MW.

Mischstufe I

Bild 4. Hauptsächlich für LW, MW und KW. Sehr gut regelbar; Aufbau unkritisch; hoher Aussteuerbereich; auf KW unter 25 m Vorstufe zum Vermindern des Eigenrauschens zweckmäßig.

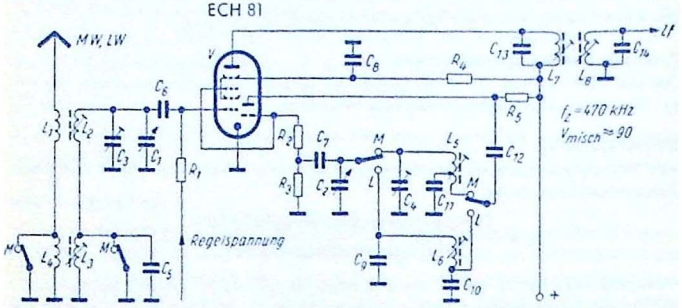


Bild 4

Mischstufe II

Bild 5. Vorwiegend für MW (+ LW)-Batteriegeräte gebräuchlich. Geringer Heiz- und Anodenstromverbrauch; gut regelbar; auf KW unter 30 m stört Rauschen sowie Frequenzverwerfung des Oszillators bei Regelung; Vorstufe hierzu zweckmäßig.

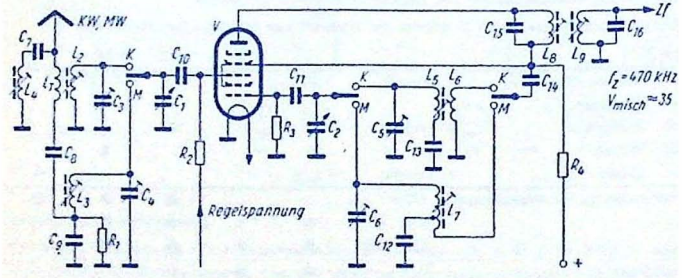


Bild 5

Mischstufe III

Bild 6. Für alle Frequenzbereiche. Bei MW und LW gut regelbar; bei KW und UKW erfordert Regelbarkeit im allgemeinen besondere Maßnahmen zum Verhindern der Frequenzverwerfung des Oszillators (Puffer, Quarz); Aufbau unkritisch; besonders mit steiler Pentode rauscharm.

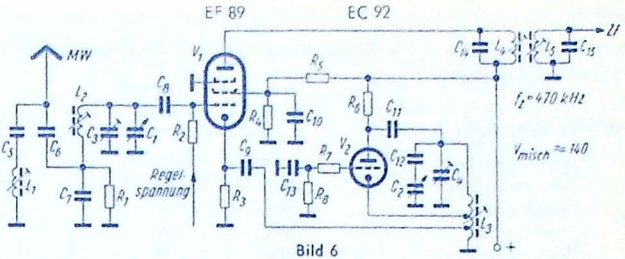


Bild 6

Mischstufe IV

Bild 7. Für alle Frequenzbereiche. Brückenschaltung zum Entkoppeln von Eingangs- und Oszillatorkreis zweckmäßig. Oberhalb 200 MHz Aufbau kritisch; Vorstufe zum Unterdrücken der UKW-Störstrahlung bzw. zum Dosieren der Eingangsspannung bei geregelten AM-Empfängern erwünscht; besonders mit steiler Triode, rauscharm und wirtschaftlich. Stabile Hf- und Zf-Entdämpfung möglich, da die Oszillatorschaltung die mittlere Steilheit konstant hält.

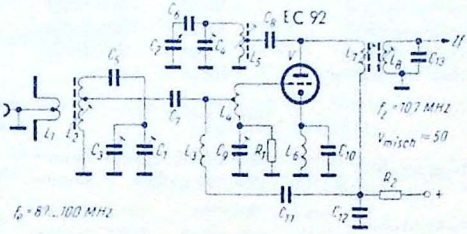


Bild 7

Mischstufe V

Bild 8. Vorwiegend für Höchstfrequenzen. Mit Vorstufe auch für die übrigen Wellenbereiche brauchbar. Sehr geringes Rauschen. Dimensionierung nicht ohne Schwierigkeiten, da Ein- und Ausgangswiderstand von den Belastungswiderständen abhängen.

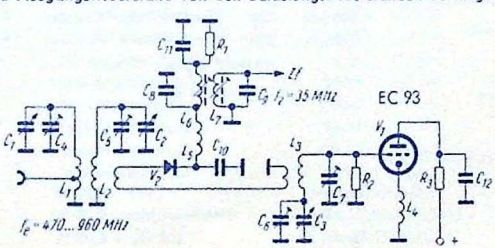


Bild 8

Mischstufe VI

Bild 1 Seite 351. Auf Grund der Transistor-Verwendbarkeit z. Zt. bis etwa 2 MHz nur für Mittel- und Langwellen.

Schaltteilliste zu Bild 4

R_1	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,25 W	
R_2	Schichtwiderstand	200 Ω	0,25 W	
R_3	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,25 W	
R_4	Schichtwiderstand	50 kΩ	1 W	
R_5	Schichtwiderstand	40 kΩ	1 W	
C_1, C_2	2-fach-Drehkondensator	AC 2×515 pF	Rotor geerdet	
C_3, C_4	Trimmer	3...30 pF		
C_5	Keramikkondensator	40 pF	DIN 41373	5%
C_6, C_7	Keramikkondensatoren	50 pF	DIN 41376	
C_8	Papierkondensator	0,05 µF	500 V	
C_9	Keramikkondensator	100 pF	DIN 41373	2%
C_{10}	Keramikkondensator	200 pF	DIN 41373	2%
C_{11}	Keramikkondensator	400 pF	DIN 41373	2%
C_{12}	Keramikkondensator	500 pF	DIN 41376	
C_{13}, C_{14}	Styroflexkondensatoren	160 pF	125 V	2,5%

			Wdg.	mm ø			mm Breite	Kern
L_1	MW-Eingangsspulen	2 mH	400	0,15	CuLS	Kreuzw.	7	M7-FC
L_2		0,2 mH	128	20×0,05		Kreuzw.	8	
L_3	LW-Eingangsspulen	8 mH	900	0,1	CuLS	Kreuzw.	9	M7-FC
L_4		2 mH	475	0,15	CuLS	Kreuzw.	9	
L_5	MW-Oszillatorspule	100 µH	108	0,15	CuLS	Kreuzw.	6	M7-FC
			Anzapf bei 8. Windung					
L_6	LW-Oszillatorspule	400 µH	185	0,15	CuLS	Kreuzw.	8	M7-FC
L_7	Zf-Filter	700 µH	236	20×0,05	CuLS	Kreuzw.	9	M7-FC
L_8		700 µH	236	20×0,05	CuLS	Kreuzw.	9	M7-FC
			Abstand L_7/L_8 17 mm					
V	Röhre		ECH 81					

Schaltteilliste zu Bild 5

R_1	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,25 W
R_2	Schichtwiderstand	2 MΩ	0,25 W
R_3	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,25 W
R_4	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,25 W

C_1, C_2	2-fach-Drehkondensator	$\mathcal{JC}$ 2×515 pF	Rotor geerdet	
C_3, C_4, C_5, C_6	Trimmer	3...10 pF		
C_7	Keramikkondensator	150 pF	DIN 41376	
C_8, C_{14}	Keramikkondensatoren	500 pF	DIN 41376	
C_9, C_{13}	Styroflexkondensatoren	5000 pF	125 V	
C_{10}, C_{11}	Keramikkondensatoren	50 pF	DIN 41376	
C_{12}	Keramikkondensator	400 pF	DIN 41373	2 %
C_{15}, C_{16}	Styroflexkondensatoren	160 pF	125 V	2,5%

			Wdg.	mm ø		mm Breite	Kern
L_1	KW-Eingangsspulen	1,25 µH	3	0,3 SS	Lagenw.		M7-FC-FUII
L_2			11	0,45 BB	Lagenw.	6	
			L_1 auf L_2 mit 10 Zwischenlagen Triazetatfolie				
L_3	MW-Eingangsspule	200 µH	128	20×0,05	Kreuzw.	8	M7-FC
L_4	ZF-Saugkreisspule	700 µH	236	20×0,05	Kreuzw.	9	M7-FC
L_5	KW-Oszillatorspulen	1,1 µH	10	0,45 BB	Lagenw.	6	M7-FC-FUII
L_6			9	0,3 SS	Lagenw.		
			L_6 auf L_5 mit 2 Zwischenlagen Triazetatfolie				
L_7	MW-Oszillatorspule	100 µH	108	0,15 LS	Kreuzw.	6	M7-FC
			Anzapf bei 8 Windung.				
L_8	Zf-Filter	700 µH	236	20×0,05	Kreuzw.	9	M7-FC
L_9		700 µH	236	20×0,05	Kreuzw.	9	M7-FC
			Abstand L_8/L_9 17 mm				
V	Röhre		DK 91 (DK 92, DK 96)				

Schaltteilliste zu Bild 6

R_1	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,25 W
R_2	Schichtwiderstand	2 MΩ	0,25 W
R_3	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,25 W
R_4	Schichtwiderstand	40 kΩ	0,5 W
R_5	Schichtwiderstand	30 kΩ	1 W
R_6	Schichtwiderstand	15 kΩ	1 W
R_7	Schichtwiderstand	200 Ω	0,25 W
R_8	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,25 W

C_1, C_2	2-fach-Drehkondensator	$\mathcal{JC}$ 2×515 pF	Rotor geerdet
C_3, C_4	Trimmer	3...30 pF	
C_5	Keramikkondensator	150 pF	DIN 41376

C_6, C_{11}	Keramikkondensatoren	500 pF	DIN 41376	
C_7, C_9	Styroflexkondensatoren	5000 pF	125 V	
C_8, C_{13}	Keramikkondensatoren	50 pF	DIN 41376	
C_{10}	Papierkondensator	0,05 µF	250 V	
C_{12}	Keramikkondensator	480 pF	DIN 41373	2,5%
C_{14}, C_{15}	Styroflexkondensatoren	160 pF	125 V	2,5%

			Wdg.	mm ø		mm Breite	Kern
L_1	ZF-Saugkreisspule	700 µH	236	20×0,05	Kreuzw.	9	M7-FC
L_2	MW-Eingangsspule	200 µH	128	20×0,05	Kreuzw.	8	M7-FC
L_3	MW-Oszillatorspule	90 µH	85	0,15 CuLS	Kreuzw.	7	M7-FC
			Anzapf bei 10. und 22. Windung				
L_4	ZF-Filter	700 µH	236	20×0,05	Kreuzw.	9	M7-FC
L_5	Abstand L_4/L_5 17 mm	700 µH	236	20×0,05	Kreuzw.	9	M7-FC
V_1	Röhre		EF 89				
V_2	Röhre		EC 92				

Schaltteilliste zu Bild 7

R_1	Schichtwiderstand	200 kΩ		0,25 W	
R_2	Schichtwiderstand	15 kΩ		1 W	
C_1, C_2	2-fach-Drehkondensator	ΔC 2×12 pF		NSF D 11007	5%
C_3, C_4, C_9	Trimmer	3...15 pF			
C_5, C_7	Keramikkondensatoren	60 pF	4×16 Rd	DIN 41372	5%
C_6, C_{11}	Keramikkondensatoren	30 pF	4×16 Rd	DIN 41371	5%
C_8, C_{13}	Keramikkondensatoren	15 pF	3×12 Rd	DIN 41371	5%
C_{10}	Keramikkondensator	40 pF	4×16 Rd	DIN 41372	5%
C_{12}	Keramikkondensator	150 pF	4×16 Rf	DIN 41376	5%

			Wdg.	mm ø		mm Breite	Kern
L_1	UKW-Eingangs-	140 nH	2×0,75	0,3 CuLSS			Neosid
L_2	spulen		3,5	1,2 Cu vers.	Lagenw.	9	U 85
	L_1 zwischen die Windungen von L_2 gewickelt L_2 Anzapf bei 2,5 Windungen						
L_3	UKW-Drossel	2µ H	20	0,3 CuLS	Lagenw. auf Isolierschlauch B 7×82		
L_4	UKW-Oszillator		2×1,5	0,3 CuLS	Lagenw.		Neosid
L_5		130 nH	3,25	1,2 Cu vers.	Lagenw.	10	U 85
				L_5 Anzapf bei 2. Windung			

L_6	UKW-Drossel	1 µH	12	0,3 CuLS	Lagenw. auf Isolierschlauch B 7×6		
L_7	Zf-Filter	11 µH	35	0,2 CuLS	Lagenw. (dicht)	7	M7-FC-FUII
L_8		9,5 µH	32	0,2 CuLS	Lagenw. (dicht)	7	M7-FC-FUII
		Abstand L_7/L_8 12 mm, kalte Enden innen					
V	Röhre	EC 92					

Schaltteilliste zu Bild 8

R_1	Schichtwiderstand	200 Ω	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	10 kΩ	1 W
C_1, C_2, C_3	3-fach-Drehkondensator	3×10 pF	
C_4, C_5, C_6	Trimmer	1... 5 pF	
C_7	Trimmer	2...10 pF	
C_8, C_9	Keramikkondensatoren	5 pF	
C_{10}	Keramikkondensator	3 pF	
C_{11}	Keramikkondensator	50 pF	
C_{12}	Durchführungskondensator	1000 pF	

		Wdg.	mm ø			Kern
L_1	Topfkreisinduktivitäten	12 nH			Eingangsbandfilter (mit Koppelschleife)	
L_2		12 nH				
L_3		10 nH			Oszillator-Induktivität (mit Koppelschleife)	
L_4, L_5	UHF-Drosseln	250 nH	5	0,3 CuLS	Lagenw. 7 mm ø	ohne
L_6	Zf-Filter	1,4 µH	12	0,45 CuBB	Lagenw.	M7-FC
L_7		1,4 µH	12	0,45 CuBB	Lagenw.	M7-FC
		Abstand L_6/L_7 mm				
V_1	Röhre	EC 93				
V_2	Silizium-Diode					

Schaltteilliste zur Transistor-Mischstufe

Diese Schaltteilliste befindet sich auf Seite 355.

Brückenschaltungen in selbstschwingender UKW-Mischstufe

In modernen UKW-Mischstufen mit selbstschwingender Triode (Bild 1) verwendet man vorwiegend die beiden nachstehend behandelten Brücken: Die Oszillatorbrücke und die Zf-Brücke.

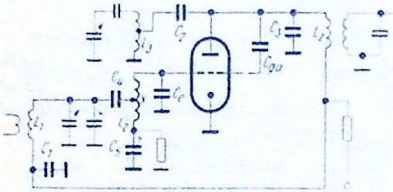


Bild 1

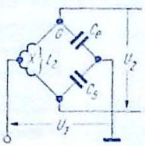


Bild 2

Oszillatorbrücke

Durch die Oszillatorbrücke (Bild 2) wird die Verkopplung zwischen Eingangskreis und Oszillatorkreis der selbstschwingenden Mischstufe aufgehoben. Das ist aus folgenden Gründen zweckmäßig bzw. notwendig:

1. Die Ausstrahlung der Oszillatorschwingung wird wesentlich geschwächt.
2. Die gegenseitige Dämpfung von Oszillatorkreis und Eingangskreis wird verhindert.
3. Der „Zieheffekt", d. h. die gegenseitige Abhängigkeit der Abstimmung von Eingangs- und Oszillatorkreis, wird beseitigt.

Ist in der Schaltung nach Bild 1 die Spule L_2 mit einer Anzapfung x (vom kathodenseitigen Ende aus gerechnet) versehen, so gilt für Abgleich der Brücke (Bild 2):

$$C_5 = C_6 \cdot \frac{1-x}{x}$$

Man wählt zweckmäßig $x = 0{,}5$; dazu gehört demgemäß $C_5 = C_6$. Es empfiehlt sich L_2 bifilar zu wickeln und C_5 durch einen Trimmer darzustellen.

Zf-Brücke

Zweck der Schaltung ist ein Entdämpfen des Anodenkreises, wodurch man mit einer Triode etwa die Verstärkung erreicht, die mit einer Pentode mit gleicher Steilheit erzielt wird.

Bei der Zf-Brücke handelt es sich um eine Dreipunktschaltung des Mischstufen-Zf-Anodenkreises. In dieser Dreipunktschaltung wird eine kapazitive Spannungsteilung benutzt. Die Gesamtkapazität des Zf-Anodenkreises besteht aus der Reihenschaltung von C_1 mit der Parallelschaltung von C_2 und C_3. Der andere Zweig dieser Zf-Brücke wird dargestellt durch C_4 und C_{ga}.

Diese Brückenschaltung läßt sich in Bild 1 nicht so ohne weiteres erkennen. Man muß hierfür berücksichtigen, daß die geringen Induktivitäten der UKW-Spulen L_1, L_2 und L_3 für die Zwischenfrequenz als Kurzschlüsse aufgefaßt werden dürfen. Bild 3 veranschaulicht das.

Bild 4 zeigt die für Zf wirksame Brückenschaltung, die sich auf eine kapazitive Dreipunktschaltung des Mischstufen-Zf-Anodenkreises gründet. Mit ihr wird der dämpfende Einfluß des niedrigen Trioden-Innenwiderstandes, der noch durch die C_{ga}-Rückwirkung verringert ist, kompensiert.

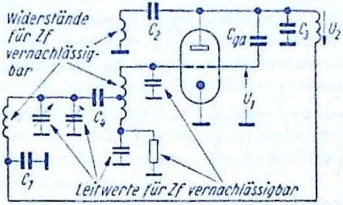


Bild 3

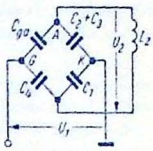


Bild 4

Für Gleichgewicht der Brückenschaltung von Bild 4, nämlich für

$$\frac{C_1}{C_2 + C_3} = \frac{C_4}{C_{ga}}$$

ist der Einfluß von C_{ga} aufgehoben, womit der Innenwiderstand R_i allein den Zf-Anodenkreis dämpft.

Man wählt C_1 kleiner, als das dem Brückengleichgewicht entspricht. Hiermit erreicht man die hier gewollte Zf-Rückkopplung. Da es sich in der Mischstufe zwischen Gitter und Masse um eine praktisch rein kapazitive Zf-Impedanz handelt, ist diese Rückkopplung phasenrein und frequenzunabhängig.

Üblicherweise vermindert man C_1 so weit, daß der dämpfende Einfluß des Innenwiderstandes R_i praktisch aufgehoben wird. Die Triode verhält sich dann, wie bemerkt, ähnlich einer Pentode. Die mittlere Steilheit bleibt infolge des gleichzeitigen Betriebes der Röhre als Oszillator weitgehend konstant und unabhängig von Änderungen der Betriebsspannungen und der Röhrendaten. Demgemäß ist diese Zf-Entdämpfung sehr stabil.

Neutralisationsschaltungen

Sicherheit gegen Selbsterregung sowie Stabilität in Hf- und Zf-Stufen

Hf- bzw. Zf-Stufen mit je einem Schwingkreis im Eingang und im Ausgang können bei zu hoher Verstärkung infolge innerer Rückkopplung zur Selbsterregung kommen. Man bleibt also mit der Verstärkung um einen Sicherheitsfaktor γ unter dem Wert, für den ein Selbstschwingen auftreten könnte. Für Hf-Eingangsstufen wird hierzu vielfach gefordert, daß es selbst bei nicht angeschlossener Antenne nicht zu Selbsterregung kommen darf.

Der **Sicherheitsfaktor** γ ist das Quadrat des Verhältnisses der Spannungsverstärkung, bei der Selbsterregung auftritt, zur tatsächlich vorgesehenen Verstärkung.

Auf die Selbsterregung hat es einen Einfluß, daß die innere Rückkopplung einer mit Schwingkreisen im Ein- und Ausgang arbeitenden Röhrenstufe nicht phasenrein ist. Das bewirkt nämlich Resonanzverschiebungen und ändert die Form der Gesamt-Durchlaßkurve. An diesen Phasenabweichungen ist der Steilheits-Phasenwinkel beteiligt. Er sollte somit für Trioden ab 70 MHz und für Pentoden schon ab 25 MHz berücksichtigt werden. Mit der Steilheit S, einer (stets nacheilenden) Steilheitsphase $|\varphi_S|$ und einem wirksamen Gitter-Anoden-Blindleitwert, nämlich dem nach Neutralisation noch wirksamen positiven oder negativen Rest ωC_{gaw}, erhält man als **höchstzulässige Spannungs-Verstärkung:**

$$V_{max} = \frac{1}{\cos\left(\frac{\pi}{4} \pm \frac{|\varphi_S|}{2}\right)} \cdot \sqrt{\frac{S}{|\omega C_{gaw}|\,\gamma}}$$

Hierin gilt das Pluszeichen in der Klammer unter dem ersten Bruchstrich für einen positiven Wert (also einen Rest) der Gitter-Anoden-Kapazität. Das Minuszeichen gehört zu einer Überkompensation, also zu einem induktiven Rest-Blindleitwert, wofür die Selbsterregungsgefahr besonders groß ist. $|\varphi_S|$ ist dabei stets der Absolutwert (siehe Beispiel).

Zahlenbeispiele

1. Pentodenvorstufe mit EF 80 für UKW:

$$\omega = 2\pi \cdot 100\ \text{MHz} = 6{,}3 \cdot 10^8\ \text{s}^{-1}$$
$$S = 7\ \text{mA/V} \qquad \varphi_S = -\,27° \qquad C_{gaw} = 0{,}008\ \text{pF}$$

(C_{gaw} hier $= C_{ga}$ + Fassungs- und Schaltkapazität).

Mit $\gamma = 4$ bei angeschlossener Antenne erhält man als höchstzulässige Spannungs-Verstärkung:

$$V_{max} = \frac{1}{\cos\left(45° + \frac{27°}{2}\right)} \cdot \sqrt{\frac{7 \cdot 10^{-3}}{6{,}3 \cdot 10^8 \cdot 0{,}008 \cdot 10^{-12} \cdot 4}}$$

$$\approx \frac{1}{\cos 58{,}5°} \cdot 19 \approx 37$$

Für $\varphi_S \to 0$ geht die Formel in die allgemeine bekannte über:

$$V_{max} = \sqrt{\frac{2\,S}{|\omega C_{gaw}|} \cdot \gamma} \qquad (1)$$

Positives und negatives C_{gaw} haben dann gleich großen Einfluß. Liegen am Eingang und Ausgang der Stufe statt Einzelkreise zweikreisige Bandfilter, so muß $\gamma > 4$ gewählt werden, falls die Schaltung auch bei Wegnahme oder starkem Verstimmen des Eingangsfilter-Primärkreises bzw. des Ausgangsfilter-Sekundärkreises noch stabil bleiben soll.

2. Zf-Pentodenstufe mit EF 89 für 10,7 MHz:

$$\omega = 2\pi \cdot 10{,}7\ \text{MHz} = 67 \cdot 10^6\ \text{s}^{-1}$$
$$S = 3{,}85\ \text{mA/V};\ \varphi_S \text{ vernachlässigbar klein}$$
$$C_{gaw} = 0{,}002\ \text{pF}$$

Mit Rücksicht auf Form und gute Einstellbarkeit der Zf-Durchlaßkurve ist hier ein sehr hoher Wert für γ zu wählen: $\gamma = 10$.

Damit wird:

$$V_{max} = \sqrt{\frac{2 \cdot 3{,}85 \cdot 10^{-3}}{67 \cdot 10^6 \cdot 0{,}002 \cdot 10^{-12} \cdot 10}} = 76$$

Verringern der wirksamen Gitter-Anoden-Kapazität

Die höchstzulässige Verstärkung V_{max} kann, wie eben dargetan – bei im allgemeinen festliegenden Werten für S, ω, φ_S und γ – nur durch Verringern von C_{gaw} gesteigert werden. Besonders für hohe Frequenzen ist mit Trioden lediglich hiermit eine hinreichende Verstärkung zu erzielen.

Für eine gegebene Röhre liegt deren Gitter-Anoden-Kapazität C_{ga} an sich fest. Dennoch läßt sich die Wirksamkeit dieser Kapazität und damit der Wert von C_{gaw} herabsetzen. Eine als praktisch brauchbar erprobte Möglichkeit bietet die Brückenschaltung. Mit ihr gelingt es, C_{ga} in hohem Maße zu neutralisieren.

Auch in selbstschwingenden Mischstufen ist Neutralisation mit Brückenschaltungen notwendig, um unerwünschte Verkopplungen zu beseitigen und schädliche Kapazitäten unwirksam zu machen (siehe Seite 284).

Brückenschaltung

Eine Brückenschaltung besteht aus vier Widerstandszweigen. Man nutzt den für die Hf- oder Zf-Spannung hierbei erzielbaren Gleichgewichtszustand aus. Dieser ist damit gegeben, daß eine in einer Brückendiagonale auftretende Wechselspannung U_1 in der anderen Brückendiagonale keine Wechselspannung U_2 zur Folge hat **(Bild 1)**.

Gleichgewicht einer Wechselstrom-Brücke nach Bild 1 bedeutet allgemein:

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} - U_1 \cdot \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = 0$$

woraus sich ergibt:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{Z_3}{Z_4} \qquad (2)$$

Jeder Widerstandszweig der Brücke kann aus Wirkwiderstand R, Induktivität L und Kapazität C bestehen. Frequenzunabhängigkeit der Beziehung (2) verlangt für die Schaltung nach **Bild 2**, daß im einzelnen gilt:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} = \frac{L_1}{L_2} = \frac{L_3}{L_4} = \frac{C_2}{C_1} = \frac{C_4}{C_3} \tag{3}$$

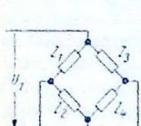


Bild 1

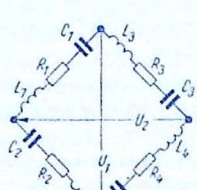


Bild 2

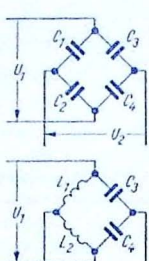


Bild 3

Neutralisationsbrücken enthalten im allgemeinen gemäß **Bild 3** vier Kapazitäten oder je zwei Induktivitäten und Kapazitäten. Damit vereinfacht sich die Bedingung (3) zu

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{C_4}{C_3} \quad \text{bzw.} \quad \frac{L_1}{L_2} = \frac{C_4}{C_3} \tag{4}$$

Sind die Verlustwinkel und damit die Wirkwiderstände $R_1 \ldots R_4$ der Brückenglieder nicht vernachlässigbar klein, so ergibt sich bei Verzicht auf den Abgleich dieser Widerstände gemäß (3) eine mehr oder weniger starke Trübung des Minimums.

Für hohe Frequenzen müssen auch die Leitungsinduktivitäten der vier Zweige in den Abgleich nach (3) einbezogen werden, wenn eine Trübung in einem großen Frequenzbereich vermieden sein soll.

Im folgenden werden zunächst die für die Hf- und Zf-Verstärkerstufe wichtigsten und am häufigsten angewandten Neutralisationsschaltungen behandelt.

Steuergitter-Neutralisation

Mit der Steuergitter-Neutralisation erreicht man im Idealfall ein Verhindern der Rückwirkung der Ausgangswechselspannung auf den Eingangs-Schwingkreis, also auf den Gitterkreis. Bei Steuergitter-Neutralisation, die üblicherweise einfach Gitter-Neutralisation genannt wird, ist der Gitterkreis aufgeteilt **(Bild 4)**. Damit ergibt sich mit der Kapazität C_N eine Brückenschaltung. Diese ist in **Bild 5** herausgezeichnet.

So treten die Wechselspannung U_1 am Eingangskreis in der einen und die Ausgangswechselspannung U_2 in der anderen Brücken-Diagonale auf. Für Brückengleichgewicht sind beide Spannungen voneinander unabhängig.

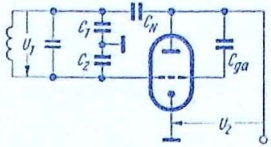


Bild 4

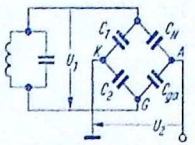


Bild 5

Der durch C_1 und C_2 gebildete Brückenzweig kann auch durch zwei Induktivitäten oder durch eine angezapfte Induktivität ersetzt werden. Kapazitive Aufteilung ist jedoch gebräuchlicher. Sie läßt sich genauer einhalten.

In der Schaltung nach Bild 5 herrscht Gleichgewicht, wenn durch Einstellen der Neutralisierungskapazität C_N erreicht wird:

$$\frac{C_{ga}}{C_N} = \frac{C_2}{C_1} \quad \text{bzw.} \quad C_N = C_{ga} \cdot \frac{C_1}{C_2} \tag{5}$$

Dabei sind für alle Kapazitäten vernachlässigbar kleine Verlustwinkel vorausgesetzt. Mit nicht vollständig abgeglichener Brücke ergibt sich als wirksame Gitter-Anoden-Kapazität:

$$C_{gaw} = C_{ga} - C_N \cdot \frac{C_2}{C_1} \tag{6}$$

Das Verhältnis der wirksamen Gitter-Anoden-Kapazität zu ihrem tatsächlichen Wert nennt man **Neutralisationsfaktor** (N_n). Hierfür gilt:

$$N_n = \frac{C_{gaw}}{C_{ga}} = 1 - \frac{C_N}{C_{ga}} \cdot \frac{C_2}{C_1} \tag{7}$$

N_n gibt an, um welchen Faktor die wirksame Gitter-Anoden-Kapazität bei nicht vollständiger Neutralisation (Festneutralisation) geringer ist als die tatsächliche Gitter-Anoden-Kapazität. In der Praxis erzielt man als Neutralisationsfaktor

mit **einstellbarer Neutralisation** Werte von 1 : 100 bis 1 : 10000 und

mit **Festneutralisation** (zu ± 2,5% Kapazitätstoleranz in den Brückenzweigen) nur 1 : 10 bis 1 : 20 im ungünstigsten Fall.

Die Neutralisations-Brückenschaltung hebt die sonst über C_{ga} erfolgende Verkopplung zwischen Eingangs- und Ausgangsschwingkreis im Idealfall völlig auf. Selbst damit wird jedoch die Rückwirkung der Anodenwechselspannung auf die Strecke Gitter-Kathode

im allgemeinen nicht vollständig beseitigt! Es verbleibt über den aus C_{ga} und C_2 gebildeten kapazitiven Spannungsteiler eine frequenzunabhängige Gegenkopplung, die den wirksamen inneren Widerstand R_{iw} der Röhre gegen den tatsächlichen Wert R_i herabsetzt. Hierzu gilt mit Bild 4:

$$\frac{1}{R_{iw}} = \frac{1}{R_i} + S \cdot \frac{C_{ga}}{C_2} \tag{8}$$

Um diesen Einfluß gering zu halten, darf C_2 also nicht zu klein gewählt werden.

Bremsgitter-Neutralisation

Auch hier wird im Idealfall die Rückwirkung der Ausgangswechselspannung auf den Eingangskreis aufgehoben, nicht jedoch die Rückwirkung der Ausgangswechselspannung auf die Strecke Gitter-Kathode.

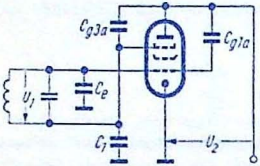


Bild 6

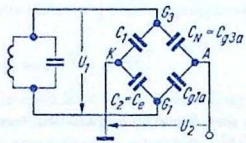


Bild 7

Die durch **Bild 6** veranschaulichte Bremsgitter-Neutralisation kommt naturgemäß nur für Pentoden in Betracht. Hier dient als Neutralisierungskapazität C_N die Kapazität zwischen Bremsgitter und Anode C_{g3a} **(Bild 7)**. An die Stelle von C_2 tritt dabei die Eingangskapazität C_e der Röhre. Diese beiden Kapazitäten liegen ebenso fest wie die Gitter-Anoden-Kapazität. Zum Einstellen des Brückengleichgewichtes bleibt also lediglich die zwischen Bremsgitter und Masse einzufügende Kapazität C_1 frei wählbar. Hierfür verlangt das Brückengleichgewicht (Bild 7):

$$C_1 = C_e \cdot \frac{C_{g3a}}{C_{g1a}} \tag{9}$$

Es gilt für den Neutralisationsfaktor:

$$N_n = 1 - \frac{C_{g3a}}{C_{g1a}} \cdot \frac{C_e}{C_1}$$

Für N_n sind somit die Abweichungen der Röhrenkapazitäten C_{g3a}, C_{g1a}, C_e bestimmend, falls C_1 mit $\pm$ 2,5% festliegt.

Anoden- und Schirmgitter-Neutralisation

Zum Zwecke der Anoden-Neutralisation wird statt des Gitterkreises der Anodenkreis aufgeteilt (Bilder 8 und 9). Die Gleichungen (5) bis (7) gelten auch hier. Der Einfluß auf den Innenwiderstand ist hier wesentlich geringer als bei Steuergitter-Neutralisation. Gleichung (8) gilt somit nicht. Bei dieser Neutralisation wird nämlich im Idealfall unmittelbar die Rückwirkung der Ausgangswechselspannung auf die Gitter-Kathoden-Strecke verhindert.

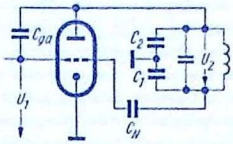


Bild 8

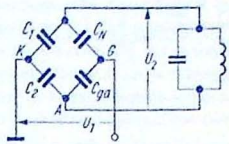


Bild 9

Ein Spezialfall der Anodenneutralisation ist die Schirmgitter-Neutralisation (Bilder 10 und 11). Als Neutralisationskapazität C_N dient hier die Kapazität zwischen Steuer- und

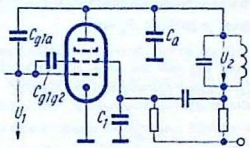


Bild 10

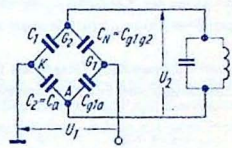


Bild 11

Schirmgitter (C_{g1g2}). Die Kapazität C_2 wird gleich der Ausgangskapazität C_a. Die zwischen Schirmgitter und Masse zu legende Kapazität C_1 bemißt man zwecks Abgleich so:

$$C_1 = C_a \cdot \frac{C_{g1g2}}{C_{g1a}}$$

Der Wert des Neutralisationsfaktors wird bei fester Neutralisation — wie bei Bremsgitterneutralisation — durch die Toleranzen der Röhrenkapazitäten (C_a, C_{g1a}, C_{g1g2}) bestimmt.

Gitterbasis-, Anodenbasis- und Zwischenbasisschaltung

Die bisher behandelten Zusammenhänge gelten — außer für Kathodenbasisschaltung — grundsätzlich auch für Gitterbasis- und Anodenbasisschaltung. An Stelle der Gitter-Anoden-Kapazität C_{ga} sind für Gitterbasisschaltung die Kapazität C_{ak} (Anode-Kathode) sowie für Anodenbasisschaltung die Kapazität C_{gk} (Gitter-Kathode) in Gleichung (1) einzusetzen. Neutralisiert wird gegebenenfalls nach Gleichung (5) bis (7).

Die in den Bildern 12 und 13, sowie 14 und 15 dargestellten Zwischenbasisschaltungen können durch eine zu C_{ak} zwischen Anode und Kathode parallel geschaltete Kapazität C_N neutralisiert werden.

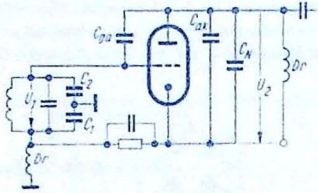


Bild 12

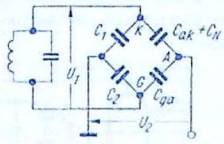


Bild 13

Bei kapazitiv aufgeteiltem Gitterkreis (Bilder 12 und 13) gilt für Brückenabgleich:

$$\frac{C_N + C_{ak}}{C_{ga}} = \frac{C_1}{C_2} \quad \text{oder} \quad C_N = \frac{C_1}{C_2} \cdot C_{ga} - C_{ak}$$

Die Dämpfung der Kapazität C_1 durch den Gitterbasis-Eingangswiderstand $\left(\frac{1}{S}\right)$ trübt bei kapazitiver Teilung das Minimum um so weniger, je größer C_1 ist.

Bei induktiv aufgeteiltem Gitterkreis (Bilder 14 und 15) gilt mit x = Anzapfverhältnis, vom kathodenseitigen Ende des Schwingkreises gerechnet, für Brückenabgleich:

$$\frac{C_N + C_{ak}}{C_{ga}} = \frac{1-x}{x} \quad \text{oder} \quad C_N = \frac{1-x}{x} \cdot C_{ga} - C_{ak} \qquad (12)$$

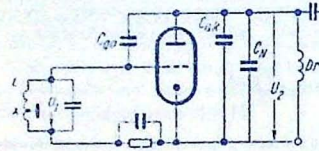


Bild 14

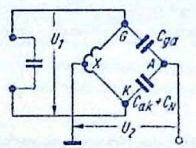


Bild 15

Mit einem bestimmten Anzapfverhältnis x_0 tritt Selbstneutralisation der Schaltung durch die Röhrenkapazitäten ein (in Gleichung (12) $C_N = 0$):

$$x_0 = \frac{C_{ga}}{C_{ga} + C_{ak}}$$

Das bedeutet für die EC 92 den Wert $x_0 = 0{,}86$, also nahezu Gitterbasisbetrieb.

Zf-Verstärkerstufe für AM- und FM-Rundfunkempfänger

Zwischenfrequenzen und Bandbreiten

Bei der Wahl der Zwischenfrequenzen mußte man Kompromisse schließen zwischen Spiegelfrequenzsicherheit und genügender Nahselektion mit normal erreichbaren Schwingkreisgüten bei einer den Verhältnissen angepaßten Breite des Frequenzbandes.

Für AM wäre das zu übertragende Frequenzband in der Zwischenfrequenz eigentlich doppelt so breit wie das Nf-Spektrum. Ein volles Ausnutzen dieses Bandes würde eine Bandbreite von etwa 30 kHz erfordern. Mit Rücksicht auf den gegenseitigen Trägerfrequenz-Abstand von nur 9 kHz muß man sich für Fernempfang mit einer Bandbreite von 4...5 kHz begnügen. Hierzu geeignete Schwingkreise sind mit verhältnismäßig geringem Aufwand bis zu Frequenzen um 500 kHz zu bauen. Deshalb hat man als AM-Zwischenfrequenz 468 kHz festgelegt und diese Frequenz international von Funkdiensten freigemacht.

Für FM ist die Bandbreite etwa durch den 2,5-fachen maximalen Sender-Frequenzhub bestimmt. Hier kann man die volle Breite des Spektrums mit tragbarem Aufwand im Empfänger nicht immer ausnutzen. Vor allem verlangt aber die erforderliche Spiegelselektions-Sicherheit eine weit über 500 kHz liegende Zwischenfrequenz. Im Hinblick auf die Funkdienste wurde so 10,7 MHz gewählt.

Stufenverstärkung mit Einzelkreis

Bild 1 zeigt die grundsätzliche Schaltung der Zf-Stufe. Wegen der notwendigen Entkopplung zwischen Gitter- und Anodenkreis sowie mit Rücksicht auf geringe Zusatzdämpfung des Anodenkreises durch den Röhren-Innenwiderstand kommt hier nur eine Pentode in

Bild 1

Bild 2

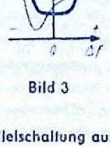


Bild 3

Frage. Mit deren Steilheit S, dem Widerstand R_a der Parallelschaltung aus Röhrenwiderstand und Resonanzwiderstand des Anodenkreises ist die Stufenverstärkung V gegeben durch

$$V = S \cdot R_a \qquad (1)$$

R_a folgt aus Blindwiderstand des Anodenkreises und Dämpfungsfaktor. Zweckmäßigerweise berechnet man den Blindwiderstand mit der Kreis-Gesamtkapazität C, die Röhren- und Schaltkapazitäten einschließt. Der Dämpfungsfaktor d berücksichtigt — neben dem Kreis-Resonanzwiderstand — auch den Innenwiderstand der Verstärkerröhre.

Es gilt mit der Resonanz-Kreisfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0$

$$R_a = \frac{1}{\omega_0 \cdot C} \cdot \frac{1}{d}$$

Damit wird: (2)

$$V = S \cdot \frac{1}{\omega_0 \cdot C} \cdot \frac{1}{d}$$

Die Kreisdämpfung läßt sich durch die Bandbreite $b_{0,7}$ (**Bild 2**) so ausdrücken:

$$d = \frac{b_{0,7}}{f_0}$$

Hiermit erkennt man, daß die Verstärkung

$$V = S \cdot \frac{1}{2\pi \cdot C} \cdot \frac{1}{b_{0,7}}$$

bei gegebener Röhre — unabhängig von der Frequenz — allein durch Röhrensteilheit sowie Kapazität und Bandbreite gegeben ist. Mit der Steilheit S in mA/V, der Kapazität C in pF und der Bandbreite $b_{0,7}$ in kHz rechnet man zahlenmäßig z. B. so:

$$V \approx S \cdot \frac{1590}{C} \cdot \frac{100}{b_{0,7}} \quad (3)$$

Beispiel I:

Mit einer Steilheit von 3,6 mA/V (EF 89), einer Kreiskapazität von 300 pF und einer für den AM-Bereich als erforderlich angenommenen Bandbreite von 12 kHz ist in einer einzelnen Zf-Stufe eine Verstärkung $V \approx 160$ zu erreichen. Wollte man die gleiche Verstärkung im UKW-Bereich erzielen, für den eine Bandbreite von 240 kHz einzuhalten ist, so müßte man die Kreiskapazität auf ein Zwanzigstel von 300 pF, d. h. auf 15 pF verringern.

Folgen der C_{ga}-Rückwirkung

Bei sehr hoher Verstärkung wäre die Zf-Stufe wegen der Rückkopplung über die Gitter-Anodenkapazität C_{ga} nicht mehr stabil. Um festzustellen, welcher Sicherheitsgrad gegen Selbsterregung vorhanden ist, genügt es im allgemeinen, die Rückkopplung folgendermaßen überschlägig zu berechnen: Die an der Anode der Zf-Röhre auftretende verstärkte Spannung wird auf Gitter-Anoden-Kapazität und Gitterkreis-Resonanzwiderstand aufgeteilt. Für die Überschlagsrechnung dürfen wir die dabei vorhandene Phasenverschiebung unberücksichtigt lassen.

Falls mit dieser Spannungsteilung eine Spannung von nicht mehr als einem Fünftel der ursprünglichen Steuerspannung auf das Gitter einwirkt, hat man bereits eine vielfache Sicherheit gegen Selbsterregung. Doch beginnt hierbei die Selektionskurve schon unsymmetrisch zu werden (dünn gezeichnete Kennlinie in **Bild 3**), weil diese Rückkopplung nicht phasenrein ist.

Beispiel II:

Zu Beispiel I sei der Gitterkreis ebenso aufgebaut wie der Anodenkreis. Er besitzt gemäß (1), (2) und (3) für 10,7 MHz bei 15 pF Schwingkreiskapazität und 240 kHz Bandbreite einen Resonanzwiderstand R_a in kΩ $\approx 159000 : (C$ in pF $\cdot\, b_{0,7}$ in kHz$) = 159000 : (15 \cdot 240) \approx$ 44 kΩ. Die schädliche Kapazität C_{ga}, die etwa $2 \cdot 10^{-3}$ pF beträgt, stellt bei 10,7 MHz einen Blindwiderstand von 7,5 MΩ = 7500 kΩ dar. Folglich gelangt hier etwa 44 : 7500

oder rund 1/170 der Anodenspannung an das Steuergitter zurück. Das würde bei 160-facher Verstärkung zwar noch nicht zur Selbsterregung der Zf-Stufe führen, aber die Selektionskurve ganz unzulässig verformen.

Neutralisieren — das Hilfsmittel für die AM-Bereiche

Man muß also die Resonanzwiderstände vorwiegend unter dem Gesichtspunkt ausreichend geringer Verformung der Selektionskurve festlegen und mit der Rückwirkung um ein Vielfaches unter der Selbsterregungsgrenze bleiben. Das bedeutet wirksames Neutralisieren. **Bild 4** zeigt eine hierfür benutzte Schirmgitter-Neutralisationsschaltung.

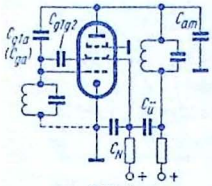


Bild 4

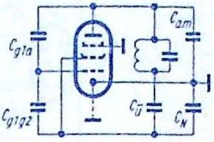


Bild 5

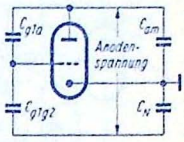


Bild 6

Darin bilden die Kapazitäten C_{g1a}, C_{g1g2}, C_{am} (Anode gegen Masse) und C_N eine Brücke. In deren einer Diagonale wirkt die Anoden-Hf-Spannung, während in deren anderer Diagonale die Kathoden-Gitter-Strecke liegt (**Bilder 5** und 6).
Brückengleichgewicht besteht für

$$C_N = \frac{C_{am} \cdot C_{g1g2}}{C_{g1a}}$$

Stufenverstärkung mit Bandfilter

Der Eingangswiderstand des extrem lose gekoppelten Bandfilters stimmt mit dem Resonanzwiderstand des Primärkreises überein. Bei festerer Kopplung, also bei größerem Kopplungsfaktor k, wird der Primärkreis durch den Sekundärkreis zusätzlich bedämpft. Demgemäß sinkt der Eingangswiderstand des Bandfilters, womit — bei konstantem Anodenstrom — die Spannung am Primärkreis entsprechend zurückgeht.
Zu kritischer Kopplung gehören für Eingangswiderstand und Primärkreisspannung halbe Werte. Da die Sekundärspannung bei kritischer Kopplung den Wert der Primärspannung erreicht, ergibt sich hierfür die Verstärkung V_b der Röhre mit den Resonanzwiderständen R_1 und R_2 als Verhältnis der Spannung am Sekundärkreis zur Spannung am Steuergitter zu

$$V_b = \frac{S}{2} \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2}$$

Für $C_1 = C_2 = C$ und $d_1 = d_2 = d$ bedeutet das

$$V_b = \frac{S}{2} \cdot \frac{1}{\omega_0 \cdot C} \cdot \frac{1}{d}$$

Sind $C_1 \neq C_2$ und $d_1 \neq d_2$, so darf man bei mäßigen Abweichungen mit genügender Annäherung in die letzte Beziehung einsetzen

$$C = \sqrt{C_1 \cdot C_2} \text{ und } d = \sqrt{d_1 \cdot d_2}$$

Ratiodetektor (Verhältnisgleichrichter) mit Röhrendioden

Grundschaltung

Sie umfaßt Umwandelfilter und Gleichrichterteil. Ihr geht (**Bild 1**) die Treiberröhre voraus (z. B. EF 41, EAF 42, EF 89; bei steileren Röhren kann die Anode auf das Gitter zurückwirken.)

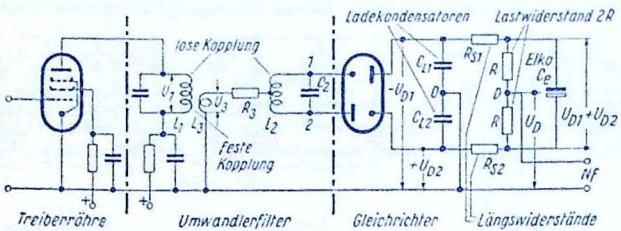


Bild 1

Beide Umwandelfilter-Kreise sind miteinander lose gekoppelt und auf die Frequenz (meist 10,7 MHz) der zu demodulierenden Spannung abgeglichen. L_2 hat einen Mittelabgriff. Über ihn wird eine der Primärspannung U_1 proportionale Spannung U_3 eingekoppelt. Die beiden Spulenhälften wickelt man – zwecks fester Kopplung – „bifilar" (**Bild 2**). Einfache Spule (L_2) ergibt sich, wenn man den Mittelabgriff (statt an der Spule) an der Kapazität vornimmt.

Wirkungsweise

An 1 und 2 (Bild 1) liegen gegen Masse zwei Hf-Wechselspannungen. Damit treten an den Ladekondensatoren die Gleichspannungen $-U_{D1}$ und $+U_{D2}$ auf. Diese sind etwa gleich den Scheitelwerten der beiden Hf-Wechselspannungen. Punkt D hat gegen Masse die „Nullspannung" $U_D = (U_{D2} - U_{D1})/2$.

Abhängig von der Frequenz ändern sich U_{D1}, U_{D2} und U_D gemäß **Bild 3**. Die dort für U_D geltende „Umwandlerkennlinie" verläuft nahe der Resonanzfrequenz ($\Delta f = 0$) fast geradlinig. Hierfür folgt – aus der frequenzmodulierten Hf-Spannung – U_D als Nf-Spannung.

Wirkung des Elkos C_e

Ohne C_e (2 bis 10 µF) sind die Einzel-Richtspannungen U_{D1} und U_{D2} sowie damit auch die Summen-Richtspannung $U_{D1} + U_{D2}$ und die Nullspannung U_D proportional dem Wert der Hf-Spannung (**Bild 4**) — z. B. dem der Steuergitterwechselspannung der Treiberröhre (Bild 1).

Der Elko C_e lädt sich auf $U_{D1} + U_{D2}$ auf. Damit bedämpft er das Umwandelfilter für Zunahme der Hf-Spannung stärker und für Abnahme schwächer als für Gleichbleiben

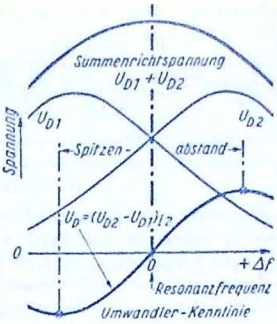


Bild 3

Bild 2

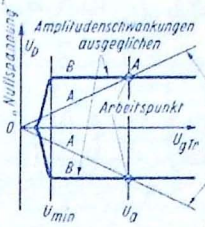


Bild 4

dieser Spannung. C_e gleicht so — im Zusammenwirken mit einem bestimmten Gesamtwiderstand (Gleichrichter-Innenwiderstände, wozu auch R_3 beiträgt, mit R_{S1} und R_{S2}) — kurzzeitige Amplitudenschwankungen aus. Die Gleichrichter-Innenwiderstände sind spannungsabhängig. Daher läßt sich ein Ausgleich der Amplitudenschwankungen der Hf-Spannung nur für einen Wert dieser Spannung erreichen. Die Treiberröhre wirkt mit steigender Hf-Spannung mehr und mehr als Begrenzer. Demgemäß bemißt man R_{S1}, R_{S2} und R_3 für Amplitudenunabhängigkeit bei geringerem Wert der Hf-Spannung.

Durch C_e werden lediglich solche Schwankungen ausgeglichen, deren Dauer klein gegen die Zeitkonstante $2\,RC_e$ bleibt. Man macht diese etwa gleich 80 ms. C_e wirkt sich nur aus, falls die Hf-Spannung den Wert U_{min} nicht unterschreitet. Unter diesem Wert setzt schließlich die Gleichrichtung aus. Dafür wird U_D zu Null. U_{min} wird kleiner, wenn man den Resonanzwiderstand des Sekundärkreises erhöht.

Der „Bereich" der Unterdrückung der Amplitudenschwankungen wird in Bruchteilen $(U_a - U_{min})/U_a$ ausgedrückt. U_a gehört zum „Arbeitspunkt" des Gleichrichters (Bild 4). Der Bereich wächst mit dem Verhältnis des Sekundärkreis-Resonanzwiderstandes zum Lastwiderstand $2\,R$.

Maß für die Unterdrückung der Amplitudenschwankungen

Dieses Maß — „AM-Unterdrückung" genannt — ist das Verhältnis der NF-Ausgangsspannung des Gleichrichters bei einem bestimmten Prozentsatz des Frequenzhubes von 75 kHz zur Nf-Ausgangsspannung bei dem gleichen Prozentsatz der Amplitudenmodulation. Übliche Werte sind: 22,5 kHz und 30% (Modulationsfrequenzen 50 Hz und 800 Hz).

Da die AM-Unterdrückung von der Verstimmung abhängt, mißt man sie einmal für die Resonanzfrequenz und einmal als Mittelwert. Zu letzterem wird mit 75 kHz-Hub gewobbelt und proportional umgerechnet.

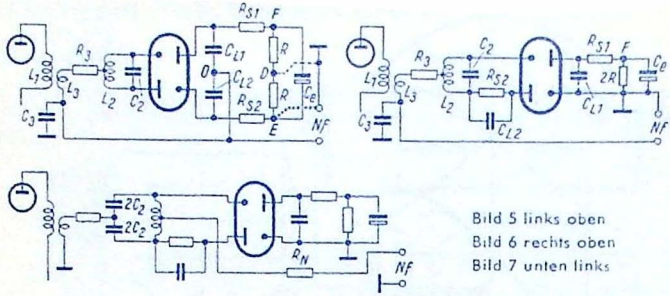


Bild 5 links oben
Bild 6 rechts oben
Bild 7 unten links

Ausgeführte Schaltungen

In der Schaltung nach Bild 1 stört, daß beide Elko-Pole Spannung gegen Masse haben Verlegt man die Masseverbindung von Punkt 0 nach Punkt D, so kann man an Punkt F **(Bild 5)** die halbe Elko-Spannung als Regel- oder Anzeigespannung abgreifen. Die Verbindung von L_3 nach Masse wird hier für Hf durch den Kondensator C_3 (300 pF) erzielt. Verbindet man (Bild 5) E statt D mit Masse, so ist an F die volle Elkospannung verfügbar. Bei HF-Gleichrichtern mit einer Kathode an Masse schaltet man nach **Bild 6.** Hier sind C_{L2} und R_{S2} verlegt!

Bild 7 ist gegen Bild 6 durch Kapazitäts-Mittelabgriff abgewandelt. R_N ($\geqq 100\ k\Omega$) verhindert Hf-Kurzschluß über den Nf-Ausgang.

Dimensionierung

Folgende Forderungen sind nach Möglichkeit zu erfüllen:

1. Abweichungen der Umwandlerkennlinie von einer Geraden im Bereich von $\pm$ 75 kHz höchstens einige %.
2. Große Empfindlichkeit bezogen auf Elkospannung, hohe Nf-Spannung bezogen auf Frequenzhub und Elkospannung, gute „mittlere AM-Unterdrückung".
3. Ausgleich großer Amplitudenschwankungen, wie sie durch Zündfunken verursacht werden.
4. Für Elko-Spannung — abhängig von der Frequenz — nur ein Maximum, damit magisches Auge als Abstimmhilfe dienen kann.
5. Stark verminderte Einflüsse der Streuungen der Röhren, der Schaltelemente und des Umwandelfilters.

Forderung 1 bedingt einen „Spitzenabstand" der Umwandlerkennlinie von mindestens $\pm$ 120 = 240 kHz. Dieser wird durch die Kopplung L_1/L_2 eingestellt. Festere Kopplung vergrößert den gradlinigen Bereich, verringert aber die Empfindlichkeit.

Forderung 2 erfüllt man mit geringer Leerlaufdämpfung des Sekundärkreises. Erreichbar sind — je nach Aufwand — 0,8 bis 1 %.

Die Dämpfung durch 2 R soll wenigstens gleich der Leerlaufdämpfung sein. Größere Lastdämpfung verbessert den Bereich der AM-Unterdrückung, verringert aber die Empfindlichkeit.

L_1 wird — zwecks hoher Empfindlichkeit — groß gewählt (Grenzfall: Resonanz mit Ausgangskapazität der Treiberröhre). Geringes Verstimmen dieses Kreises bei Röhrenwechsel ist unkritisch.

Wegen Forderung 3 soll die Streuinduktivität zu L_3 klein, also die Kopplung L_1/L_3 fest sein. Hoher Empfindlichkeit zuliebe macht man das Windungszahl-Verhältnis $L_1 : L_3$ gleich 6 : 1 bis 9 : 1. L_1 und L_3 sind im gleichen Wickelsinn und mit ihren kalten Enden übereinanderzuwickeln, wodurch gegenseitiges kapazitives Beeinflussen vermindert wird. Wegen Forderung 4 ist weiter R_3 mit 50 bis 100 Ω nötig. (Bei zu starker Krümmung der in Bild 4 waagerechten Kennlinienteile muß R_3 größer gewählt werden. Das aber vermindert die Empfindlichkeit.)

Bei einer Steuerwechselspannung der Treiberröhre, etwa eine Größenordnung unter dem Einsatz der Pentodenbegrenzung, ändert man R_{S1} und R_{S2}, bis die „mittlere AM-Unterdrückung" ihr Optimum hat.

Ist nun Forderung 4 nicht erfüllt, so vermindert man R. Notfalls ändert man L_3. Letzteres beeinflußt die übrige Dimensionierung. Auf alle Fälle sinkt hierbei die Empfindlichkeit.

Nun handelt es sich noch um die Forderung 5:
C_2 wählt man wegen Streuung der Röhren- und Schaltkapazitäten ungern kleiner als 30 pF, lieber 50 pF. Leider ergibt höheres C_2 geringere Empfindlichkeit. Aus C_2 und Betriebsfrequenz folgt L_2. Deren Mittelabgriff soll so genau gelegt sein, daß die Unterschiede zwischen beiden Teilen höchstens 2 % erreichen.

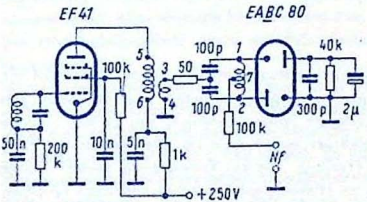


Bild 8

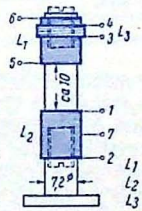


Bild 9

Bild 8 gibt ein Dimensionierungs-Beispiel. Hier sind die R_{S1} und R_{S2} gleich Null. **Bild 9** zeigt den Aufbau des **Umwandelfilters.** Alle Spulen haben gleichen Wicklungssinn und Ferrit-Abgleichkerne mit 6 mm Durchmesser. Material und Aufbau der Spule müssen so gewählt werden, daß im Laufe der Betriebszeit keine Abmessungsänderungen eintreten können.

Ratiodetektor mit Germanium-Dioden

Vorteile der Germanium-Dioden im Vergleich zu Vakuum-Dioden

1. Wegfall der Heizleistung
2. Wegfall des Heizbrumms
3. Möglichkeit raumsparenden Zusammenbaues mit Umwandlerfilter
4. Hiermit schwächeres Abstrahlen der höheren Zf-Oberwellen
5. Höherer Richtwirkungsgrad bei niedriger Hf-Spannung
6. Früherer Einsatz der Begrenzung

Nachteile der Germanium-Dioden im Vergleich zu Vakuum-Dioden

1. Etwas höhere Kosten als mit Verbundröhre (z. B. EABC 80)
2. Geringere Spannungsfestigkeit gegenüber starker Hf-Einströmung aus Treiberstufe
3. Stärker hörbares Rauschen zwischen den Sendern
4. Bei extremen Temperaturabweichungen Begrenzungsrückgang möglich

Zu 3.: Das Rauschen zwischen den Sendern ist bei Verwenden von Germanium-Dioden stärker hörbar, weil diesen Dioden die durch den Anlaufstrom der Vakuum-Dioden bedingte Rauschsperrwirkung fehlt.

Verwendung

Vor allem in Batterieempfängern und in Allstromgeräten überwiegen die Vorteile der Germanium-Dioden. Die geringere Spannungsfestigkeit wird durch Vorbegrenzung in der Treiberstufe hinfällig. Diese Vorbegrenzung verbessert die Gesamtbegrenzung des Gerätes.

In Heimempfängern verwendet man allerdings — vorwiegend aus Kostengründen — meist noch Vakuum-Dioden.

Schaltung

Bild 1 zeigt eine symmetrische Ratiodetektor-Schaltung mit Germanium-Dioden OA 172. Diese Schaltung ermöglicht in einem großen Amplitudenbereich eine besonders gute AM-Unterdrückung. **Bild 2** veranschaulicht die Spulenanordnung des zu Bild 1 vorgesehenen **Umwandelfilters.** Als Wickelkörper nimmt man im allgemeinen aus Preisgründen einen solchen aus Polystyrol (Trolitul). Die bei Verwendung solcher Körper fertiggewickelten Spulen sind künstlich im Hinblick auf Temperatureinflüsse zu altern. Andernfalls bleiben bei diesem Material die mechanischen Abmessungen möglicherweise nicht genügend konstant. Für besonders hohe Ansprüche werden keramische Wickelkörper verwendet, auf welchen die Windungen z. B. mit Gießharz festgelegt werden können. Die Sekundärkreis-Leerlaufdämpfung (also ohne Dioden) liegt unter 0,7%.

Die Gesamtdurchlaßkurve des Zf-Verstärkers muß einschließlich des Umwandlerfilters ein klares Resonanzmaximum aufweisen, damit das Magische Auge die richtige Abstimmung eindeutig anzeigen kann. Es ist jedoch nicht notwendig, dieses Maximum allein durch das Umwandlerfilter zustande zu bringen.

Notwendige Kompensation der dynamischen Kapazitätsänderungen

Die Kapazität einer Germanium-Diode hängt von dem in ihr fließenden Strom (Hf-Strom und Richtstrom) stärker ab als das für eine Vakuum-Diode zutrifft. Dies ist für ein Einstellen günstigster AM-Unterdrückung zu berücksichtigen.

Den Einfluß solcher dynamischer Kapazitätsänderungen versteht man leicht, wenn man reine Amplitudenmodulation betrachtet: Bei Zunahme der Amplitude bewirkt wachsender Richtstrom ein Ansteigen, bei Abnahme der Amplitude zurückgehender Richtstrom ein Absinken der Diodenkapazität. Diese Kapazitätsänderungen verstimmen den Sekundärkreis des Umwandlerfilters. Damit wird der Phasenwinkel zwischen den Hf-Spannungen an L_3 und am Sekundärkreis periodisch so geändert, als ob bei festbleibender Sekundärkreis-Resonanz eine frequenzmodulierte Hf-Spannung einwirken würde.

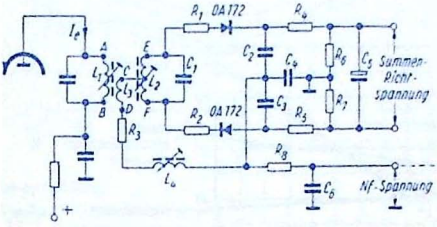


Bild 1 Bild 2

Während eine reine Amplitudenmodulation bei konstanten Kapazitäten im Idealfall keine Nf-Spannung zur Folge hätte, ergibt sich mit den veränderlichen Diodenkapazitäten eine Nf-Störspannung.

Diese versuchte man bisher meist auf der Nf-Seite mit passend ungleichen Widerständen (R_4 und R_5 in Bild 1) oder besser mit Regelbarkeit eines dieser beiden Widerstände zu kompensieren: Man erzeugte hierdurch mit dem über den Elektrolytkondensator fließenden Nf-Ausgleichsstrom einen der Störspannung ungefähr entgegengesetzt gleichen Spannungsabfall.

Neuerdings hat sich gezeigt, daß man einen noch besseren Ausgleich auf der Hf-Seite erreichen kann. Man erzielt ihn durch stromabhängige Phasendrehung der dem Mittelpunkt der Sekundärspule des Umwandlerfilters zugeführten Hf-Spannung (in Bild 1 der Spannung zwischen Punkt C und Masse). Zu diesem Zweck legt man in die zugehörige Hf-Leitung eine durch Gewindekern einstellbare Induktivität L_4 (Bild 1). Diese Induktivität wirkt zuverlässiger und ist billiger als ein Regelwiderstand (R_4 bzw. R_5) sowie im Durchschnitt exakter als ungleich gewählte Festwiderstände R_4 und R_5. Bei Verwenden von L_4 gibt man den Widerständen R_4 und R_5 gleiche Werte. L_4 bringt einen weiteren Vorteil mit sich: Die für die höheren Harmonischen der Zwischenfrequenz große Impedanz von L_4 erleichtert ein Vermeiden von Empfangsstörungen, hervorgerufen durch Eindringen der 9. Zf-Harmonischen in den Eingangsteil.

Bei geringeren Anforderungen an die AM-Unterdrückung können die Widerstände $R_1 \ldots R_3$ wegfallen. Die Werte der Widerstände R_4 und R_5 müssen dann gegebenenfalls etwas höher gewählt werden.

Meßwerte

Abhängig vom Spulenabstand (a im Bild 2) zeigt **Bild 3** für eine Schaltung nach Bild 1, für eine Summenrichtspannung von 5 V, für einen sowohl mit 200 Hz und 22,5 kHz Hub frequenzmodulierten wie mit etwa 1,2 kHz und 30% amplitudenmodulierten Meßsender bei Einstellung von L_4 auf beste Kompensation zu jedem Spulenabstand:

die AM-Unterdrückung,

die erforderliche Hf-Einströmung,

die Niederfrequenz-Nutzspannung,

den Klirrgrad für 75 kHz Maximalhub (AM abgeschaltet) und

den maximal unterdrückbaren Amplitudenmodulationsgrad.

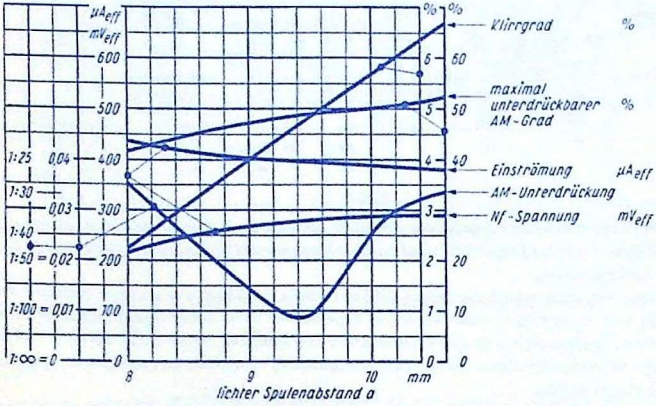


Bild 3

Aus Bild 3 folgt, daß beste AM-Unterdrückung und kleinster Klirrgrad verschiedene Spulenabstände verlangen. Das zwingt zu einem Kompromiß. Die AM-Störspannung am Ausgang des Umwandlerfilters ist so gemessen, daß außer der Modulationsfrequenz selbst auch deren Harmonische und ihre Kombinationsfrequenzen mit der Nutzmodulationsfrequenz mit einbezogen sind. Zum Trennen der AM-Störspannung von der FM-Nutzspannung dient also ein Hochpaß. Läßt man etwa $k = 3{,}3\%$ noch zu, so wird man hier $a = 8{,}5$ mm zu wählen haben. Dazu gehören die in den Bildern 4 und 5 veranschaulichten Meßergebnisse. **Bild 4** stellt — abhängig von der Verstimmung — die FM-Nutzspannung und die AM-Störspannung für verschiedene Werte der Hf-Einströmung und der Summenrichtspannung dar. **Bild 5** läßt erkennen, wie der Klirrgrad der FM-Nutzspannung mit dem Frequenzhub ansteigt.

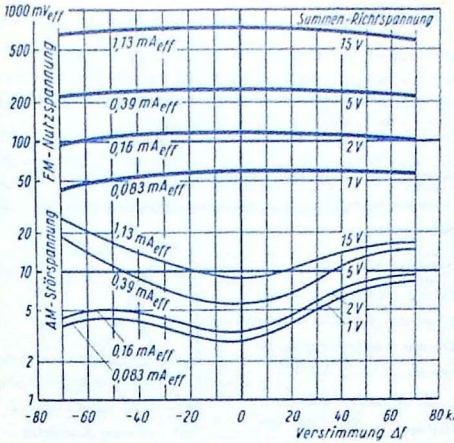


Bild 4

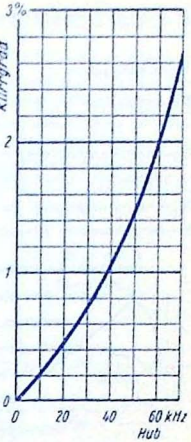


Bild 5

Schaltteilliste

R_1, R_2	Schichtwiderstände	200	Ω	1/20 W
R_3	Schichtwiderstand	100	Ω	1/20 W
R_4, R_5	Schichtwiderstände	1	kΩ	1/20 W
R_6, R_7	Schichtwiderstände	30	kΩ	1/20 W
R_8	Schichtwiderstand	10	kΩ	1/20 W
C_1	Keramikkondensator	40	pF	
C_2, C_3, C_4	Styroflexkondensatoren	300	pF	
C_5	Elektrolytkondensator	2	µF	70/80 V
C_6	Keramikkondensator	100	pF	

		Wicklung			Hf-Gewindekern			
		µH	Wdg.	Draht	ø	Steigung	Länge	μ_{Ring}
L_1	Primärspule	7,5	25	0,20 CuLS	6	0,75	13	13
L_2	Sekundärspule	5	2×13	0,18 CuL	6	0,75	13	13
L_3	Koppelspule	1,3	9	0,20 CuLS	—	—	—	—
L_4	Korrekturspule	0,45... 1	10	0,30 CuLS	4	0,70	10	13

Kopplung zwischen L_1 und L_3: Gegeninduktivität $L_{13} = 1{,}85\mu H$

Die hier angegebene Bemessung entspricht den üblicherweise für Kofferempfänger gestellten Forderungen. In Heimempfängern ergeben sich höhere Summenrichtspannungen. Einerseits muß deshalb durch Vorbegrenzung sichergestellt werden, daß diese Spannungen unter 30 V (besser noch unter 25 V) bleiben. Anderseits gestattet eine höhere Summenrichtspannung die Bandbreite für gute AM-Unterdrückung durch größere Induktivität und kleinere Kapazität im Sekundärkreis zu vergrößern. Für höhere Summenrichtspannungen ergeben sich nämlich etwas geringere dynamische Kapazitätsänderungen.

Nf-Eintakt-Endstufen mit Röhren

Grundsätzliches

Bild 1 zeigt Anodenstrom-Anodenspannungs-Bilder mit Arbeitskennlinie und Röhrenkennlinien für eine Pentode (links) und eine Triode (rechts). Hierzu gilt:

Wechselstromleistung = ausgesteuerter Anodenstrombereich · ausgesteuerter Anodenspannungsbereich : 8,

Gleichstromleistung (= Anodenverlustleistung für fehlende Aussteuerung) = Anodenruhestrom · Anodengleichspannung.

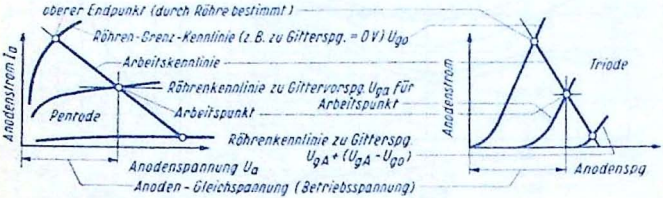


Bild 1

Zahlenbeispiel

Bild 2 enthält Röhrenkennlinien der EL 84 und dazu — den „Technischen Daten" gemäß — die Arbeitskennlinie zu $U_a = 250$ V, $U_{g1} = -7{,}5$ V, $R_a = 5{,}2$ kΩ. Die Arbeitskennlinie geht durch den Arbeitspunkt: 250 V 48 mA zu — 7,5 V. Ihre Schräglage folgt aus $R_a = 5{,}2$ kΩ z. B. als Parallele zu der Linie zwischen 0 V, 100 mA und 520 V, 0 mA. Das Aussteuern bis $U_g = 0$ V empfiehlt sich hier kaum (zu geringer Schnittpunktabstand 0 V, — 2 V). Wir gehen also mit der Aussteuerung nur bis — 2 V. Dazu gehören — 13 V auf der andern Seite des Arbeitspunktes. Hiermit erhalten wir: Wechselstromleistung = (88 — 6) mA · (470 — 30) V : 8 = 4500 mW = 4,5 W. Gleichstromleistung = 48 mA · 250 V = 12 000 mW = 12 W.

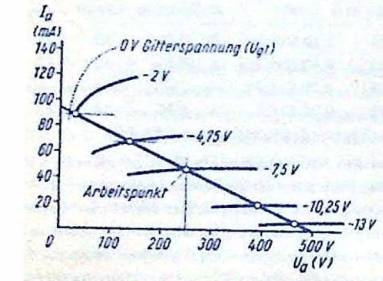


Bild 2

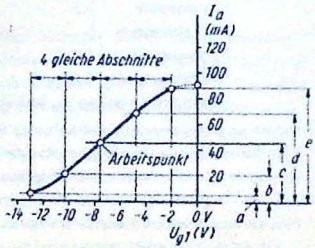


Bild 3

Verzerrungen (Klirrgrade)

Ihr Auftreten tut sich an der Ungleichheit der Längen der Arbeitskennlinien-Abschnitte kund, die zu gleichen Gitterspannungsunterschieden (in Bild 2 sind es 2,75 V) gehören. Deutlicher zeigen sich die Verzerrungen als Krümmung der $I_a - U_{g1}$-Kennlinie (**Bild 3**).

Die 2. und 3. Teilwelle ist aus den zu 4 gleichen Gitterspannungsunterschieden gehörenden 5 Werten a, b, c, d, e (Bild 3) zu errechnen. Entsprechende Werte kann man auch im Anodenstrom-Anodenspannungsbild, und zwar auf der waagerechten Achse oder auf der Arbeitskennlinie abnehmen. Es gilt:

$$k_2 = \frac{\text{2. Teilwelle}}{\text{Grundwelle}} \approx \frac{2c - a - e}{2(e - a)} \qquad k_3 = \frac{\text{3. Teilwelle}}{\text{Grundwelle}} \approx \frac{2d - 2b - e + a}{3(e - a)}$$

$$\text{Klirrgrad in \%} \approx 100 \sqrt{k_2^2 + k_3^2}$$

Noch etwas genauer ergeben sich die Werte für k_2 und k_3 mit folgenden Formeln aus den durch Bild 3 festgelegten Werten a, b, c, d, e:

$$k_2 \approx \frac{3(2c - e - a)}{4(e + d - b - a)} \qquad k_3 \approx \frac{2d + a - e - 2b}{2(e + d - b - a)}$$

Zahlenbeispiel

Die Werte, die sich aus Bild 3 entnehmen lassen, sind in mm:

$a = 0{,}7 \qquad b = 3{,}5 \qquad c = 7{,}6 \qquad d = 11{,}5 \qquad e = 14{,}8$

$$k_2 \approx \frac{15{,}2 - 0{,}7 - 14{,}8}{2(14{,}8 - 0{,}7)} = \frac{-0{,}3}{28{,}2} \approx -0{,}01 \qquad k_3 \approx \frac{23 - 7 - 14{,}8 + 0{,}7}{3(14{,}8 - 0{,}7)} = \frac{1{,}9}{42{,}3} \approx 0{,}045$$

und aus dem zweiten Formelpaar:

$$k_2 \approx \frac{3(15{,}2 - 14{,}8 - 0{,}7)}{4(14{,}8 + 11{,}5 - 3{,}5 - 0{,}7)} = \frac{-0{,}9}{88{,}4} \approx -0{,}01$$

$$k_3 \approx \frac{23 + 0{,}7 - 14{,}8 - 7}{2(14{,}8 + 11{,}5 - 3{,}5 - 0{,}7)} = \frac{1{,}9}{44{,}2} \approx 0{,}043$$

Gegenkopplung

Gegenkopplung der Endstufe ist möglich für diese allein oder in Verbindung mit wenigstens einer vorangehenden Stufe. Innerhalb der Endstufe selbst kann die Gegenkopplung entweder ohne oder mit Eingriff in die Funktion der Röhre selbst geschehen. Ein Eingriff in die Funktion der Röhre liegt lediglich bei Schirmgittergegenkopplung vor. Sie verändert das Arbeiten der Röhre an sich, bedeutet also geändertes Kennlinienfeld. Für alle andern Gegenkopplungen hingegen kann man stets das normale Kennlinienfeld benutzen, wenn man die an der Röhre selbst auftretenden Spannungen und Ströme zugrunde legt. Weiteres über Gegenkopplung siehe Seite 226, 258.

Übergang von Eintakt auf Gegentakt in Röhrenschaltungen

Früher geschah dieser Übergang in Röhrenschaltungen, wie heute noch in Transistorschaltungen, mit Hilfe eines Übertragers mit einfacher Eingangswicklung und mittelangezapfter – in bezug auf die Anzapfung symmetrischer – Ausgangswicklung.

Heute dienen in Röhrenschaltungen zu diesem Zweck Umkehrschaltungen mit einem Röhrensystem oder mit zwei Systemen, meist Trioden (z. B. die E(B)C91 und die ECC 83; die Triodensysteme dieser beiden Röhren sind gleich).

Anzustreben sind für den Ausgang der Schaltung sowohl Symmetrie nach Amplitude und Phase wie auch geringer Klirrgrad. Verstärkung ist erwünscht. Sie geht leider auf Kosten des Klirrgrades.

Zu den Wertangaben

Den Widerstands- und Kapazitätswerten ist hier die internationale Stufung zugrunde gelegt.

Die Wechselspannungsangaben (zu U_1 und U_2) betreffen Effektivwerte für einen Klirrgrad von 0,5%. Der Klirrgrad ist der Ausgangswechselspannung ungefähr proportional. Die Verstärkung bedeutet hier das Verhältnis der Ausgangswechselspannung für eine der in Gegentakt zu steuernden Röhren zur gesamten Eingangswechselspannung.

Als Betriebsspannung U_b ist außer 250 V auch 350 V berücksichtigt, weil die Gegentaktschaltung viel in den Leistungsverstärker-Endstufen benutzt wird, wofür solche hohen Betriebsspannungen ohnehin Verwendung finden.

Übergang mit nur einem Röhrensystem

Hiermit ist gemeint, daß die zwei Steuerspannungen für die Gegentaktröhren von demselben Röhrensystem abgenommen werden. Beschränkt man sich hierfür, wie üblich, auf eine Triode, so hat man mit einem aufgeteilten Anodenwiderstand zu arbeiten, dessen eine Hälfte vor die Kathode und dessen andere Hälfte hinter die Anode gelegt wird. Hierbei wirkt die Wechselspannung, die an dem vor der Kathode eingefügten Widerstand auftritt, als hohe Gegenkopplungsspannung. **Bild 1** zeigt die Schaltung. Hinreichende Symmetrie ergibt sich mit

$$R_{k2} \gg R_{k1} \quad \text{also} \quad R_a \approx R_{k2} \quad \text{und} \quad R_g \gg R_{k2}$$

R_k ist so in R_{k1} und R_{k2} aufzuteilen, daß daraus die richtige Gittervorspannung folgt. Im Hinblick auf Symmetrie auch für hohe Frequenzen müssen die Kapazitäten der beiden Ausgänge gegen das Chassis gleich sein. Die Verstärkung ($U_1 : U = U_2 : U$) liegt etwas unter 1 (etwa 0,9 bis 0,95). Das folgt aus der kräftigen Stromgegenkopplung und erfordert hohe Steuerspannung. Der Klirrgrad ist gering (0,5% zu rund 30 V Ausgangsspannung).

In Bild 2 ist die Übergangsstufe nach Bild 1 durch eine Vorverstärkerstufe ergänzt. Die Gesamtverstärkung beträgt etwa 40 bis 60, die Ausgangsspannung bei 0,5% Klirrgrad nur 5 Volt. Diese Verschlechterung gegenüber der Schaltung nach Bild 1 folgt aus der hier nicht gegengekoppelten Vorverstärkerstufe.

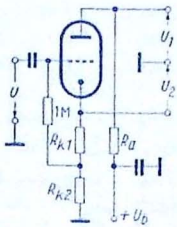


Bild 1

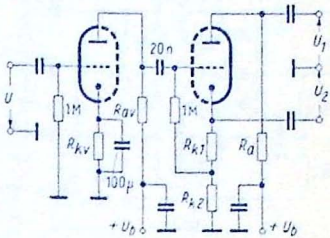


Bild 2

Zu den Bildern 1 und 2 gehören folgende Werte (Röhren E(B)C91 und ECC83):

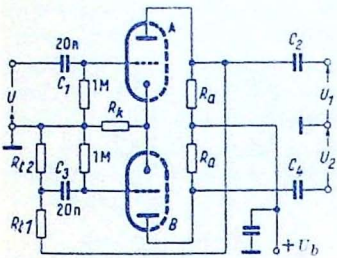
Betriebsspannung	U_b	V	250	350
Widerstände	R_{av}	kΩ	220	220
	R_{kv}	kΩ	2,7	1,8
	R_a	kΩ	100	100
	R_{k1}	kΩ	2,7	1,5
	R_{k2}	kΩ	100	100
Ausgangsspannung	zu $k = 0{,}5\%$			
Bild 1	$U_1 = U_2$	V	30	35
Bild 2	$U_1 = U_2$	V	4	7
Verstärkung Bild 1	$U_1 : U = U_2 : U$	1:	0,98	0,98
Verstärkung Bild 2	$U_1 : U = U_2 : U$	1:	67	72

Übergang mit zwei Röhrensystemen

Dies bedeutet, daß die zwei Steuerspannungen für die Gegentaktröhren von zwei Systemen abgenommen werden. **Bild 3** zeigt eine solche Schaltung.

Die Eingangsspannung U wird dem in Bild 3 oberen Röhrensystem A zugeführt. Zwischen dessen Anode und Masse liegt der Spannungsteiler R_{t1}, R_{t2}. Die an R_{t2} auftretende Teilspannung steuert das Röhrensystem B. Die Vorzeichen der Anoden- und Gitterwechsel-

spannung desselben Röhrensystems sind entgegengesetzt. Dasselbe gilt somit hier für die Steuerspannungen beider Systeme und damit auch für ihre Anodenwechselspannungen – wie das zum Übergang auf Gegentakt gehört.



U_b	V	250	350
R_a	kΩ	220	220
R_{t1}	MΩ	2	2
R_{t2}	kΩ	36	36
R_k	kΩ	1,2	0,82
$U_1 = U_2$ zu $k = 0{,}5\%$	V	4	7
$U_1 : U = U_2 : U$	1 :	58	62

Bild 3

Der Kathodenwiderstand R_k ist beiden Systemen gemeinsam. Wenn die Wechselströme beider Systeme amplitudengleich und genau gegenphasig sind, entsteht an diesem Widerstand keine Wechselspannung. Überwiegt aber der Wechselstrom z.B. des Systems A, so gibt das an R_k eine Wechselspannung. Sie bedeutet für System A Gegenkopplung und für System B Mitkopplung. Die Schaltung symmetriert sich so innerhalb gewisser Grenzen selbst. Mit einem zusätzlichen Kathodenwiderstand R_{kz} (**Bild 4**) kann die symmetrierende Wirkung gesteigert werden. R_{kz} hier z.B. 47 kΩ.

Die Phasensymmetrie der Schaltung nach Bild 3 wird für tiefe Frequenzen durch den Kondensator C_3 gestört (wenn man unterstellt, daß die Phasendrehung aus C_2 der aus C_4 entspricht). Das gleicht man aus, indem man in Reihe mit R_{t2} einen passenden Kondensator einfügt.

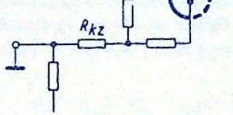
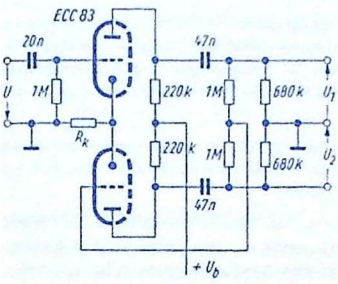


Bild 4

Um die **Phasensymmetrie** für die hohen Frequenzen hinreichend zu wahren, hält man die belastenden Kapazitäten möglichst klein. In extremen Fällen muß man auch für die Höhen dem Spannungsteiler ein phasendrehendes Element einfügen und durch entsprechendes Bemessen von R_k und R_{kz} die Symmetrie im Übertragungsbereich des Verstärkers erzwingen.

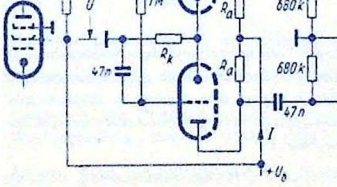
Bild 5 zeigt eine Abwandlung der Schaltung nach Bild 3. Der Spannungsteiler liegt hier hinter den Gitterkondensatoren zur Gegentaktstufe, und zwar zwischen beiden heißen Leitungen. In Klirrgrad und Verstärkung ist diese Schaltung der Schaltung gemäß Bild 3 etwa gleichwertig. Die Schaltung symmetriert sich hinreichend selbsttätig. Es ist also weder notwendig für den Spannungsteiler (2 × 1 MΩ) extrem eng tolerierte Widerstände zu verwenden noch durch passende Verschiedenheit dieser Widerstände für richtige Steuerwechselspannung zu sorgen. Gesamt-Anodenstrom für $U_b = 250$ V etwa 1 mA, für $U_b = 350$ V etwa 1,2 mA.



U_b	V	250	350
R_k	kΩ	1,2	0,82
$U_1 = U_2$ zu $k = 0{,}5\%$	V	4	7
$U_1 : U = U_2 : U$	1:	58	62

Bild 5

Bild 6 enthält die Schaltung einer Umkehrstufe für unmittelbar leitende Ankopplung an die vorangehende Stufe. Die beiden Kathoden der ECC 83 sind demgemäß (mit Hilfe eines hohen Kathodenwiderstandes) hochgelegt. Man stellt mit dem Vorröhren-Anodenwiderstand den Gesamt-Anodenstrom I beider Röhrensysteme zu $U_b = 250$ V auf 1 mA und zu $U_b = 350$ V auf 1,2 mA ein. Die Vorröhren-Anodengleichspannung beträgt dabei zu $U_b = 250$ V etwa 65 V und zu $U_b = 350$ V ungefähr 90 V.



U_b	V	250	350
R_k	kΩ	68	82
R_a	kΩ	100	150
$U_1 = U_2$ zu $k = 0{,}5\%$	V	7	10
$U_1 : U = U_2 : U$	1:	25	27

Bild 6

Nf-Gegentakt-Endstufen

A-, B-, AB- und D-Betrieb unterscheiden sich zunächst in der Lage des Arbeitspunktes auf der Arbeitskennlinie. Ein weiterer, weniger beachteter Unterschied besteht in der Anpassung.

Für Nf-Einfach-Endstufen kommt normalerweise nur A-Betrieb in Betracht.

Für Nf-Gegentakt-Endstufen sind alle vier Betriebsarten gebräuchlich.

Im folgenden wird zunächst nur die Einzelröhre der Endstufe betrachtet.

Bei A-Betrieb (Bild 1) liegt der Arbeitspunkt für jedes der beiden Röhrensysteme im Mittel des aussteuerbaren Bereiches der Arbeitskennlinie. Bild 1 zeigt — idealisiert — die Arbeitskennlinie zu einem Röhrensystem. Im Idealfall gilt: Die Arbeitskennlinie kann bis zum Anodenstrom Null ausgesteuert werden. Der Arbeitspunkt liegt in der Mitte des ausgesteuerten Bereiches.

Die Begrenzung, die durch den Punkt P markiert ist, sei z. B. — wie meist — durch den Gitterstromeinsatz gegeben. Die Röhrenkennlinien sind nicht eingetragen. Das Bild gilt grundsätzlich für Pentoden ebenso wie für Trioden.

Die Neigung der Arbeitskennlinie ist durch den Belastungswiderstand der Röhre bestimmt. Dieser ergibt sich nämlich (in kΩ), wenn wir den ausgesteuerten Anodenspannungsbereich (in V) durch den ausgesteuerten Anodenstrombereich (in mA) teilen.

Bei B-Betrieb (Bild 2) liegt der Arbeitspunkt nahe dem unteren Ende der Arbeitskennlinie — im Idealfall auf deren Endpunkt, zu dem der Anodenstrom Null gehört. Die Kennlinie steigt von rechts unten nach links oben an. Als Endpunkt gilt in erster Annäherung derselbe Punkt P wie für A-Betrieb. Die Anodenstromschwankung zwischen dem Arbeits-

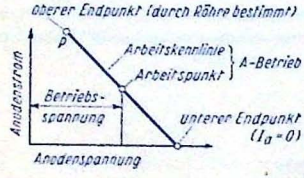


Bild 1

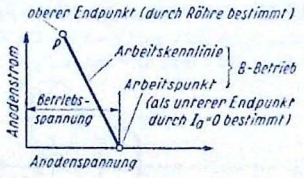


Bild 2

punkt, zu dem in diesem Fall der Anodenstrom Null gehört, und dem Anodenstrom zu Punkt P fällt hier zweimal so groß aus wie beim A-Betrieb. Dazu gehört für gleichen Wert der Anoden-Betriebsspannung gegenüber A-Betrieb eine doppelt so steile Arbeitskennlinie und der halbe Wert des Belastungswiderstandes (gleiche Anodenspannungsschwankung bei doppelter Anodenstromschwankung).

Bei AB-Betrieb (Bild 3) wächst die Gittervorspannung mit der Aussteuerung, wozu ein Sinken des Arbeitspunktes gehört. So wird aus dem A-Betrieb für geringe Aussteuerung

ein B-Betrieb für große Aussteuerung. Der Belastungswiderstand ändert seinen Wert (allerdings nur hier bei der Einzel-Endstufe) nicht. Das bedeutet für sie gleichbleibende Schräglage.

Bei D-Betrieb (Bild 4) wird der Arbeitspunkt durch feste Gittervorspannung erzeugt. Er liegt tiefer als bei A-Betrieb und höher als bei B-Betrieb. Der günstigste Belastungswiderstand ist auch hier geringer als für A-Betrieb.

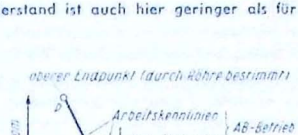


Bild 3

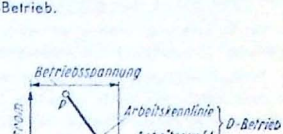


Bild 4

Gegentakt-Ausgangstransformator

Er besteht aus einem in sich geschlossenen Eisenkern ohne Luftspalt und — abgesehen von eventuellen Gegenkopplungswicklungen — aus der Eingangswicklung und der Ausgangswicklung **(Bild 5)**.

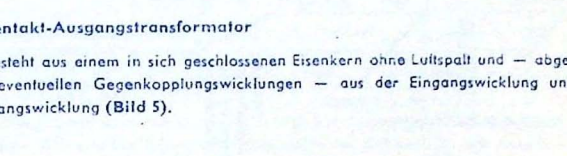


Bild 5

Die Eingangswicklung setzt sich aus zwei untereinander gleichen, fortlaufend im gleichen Wicklungssinn den Eisenkern umschließenden Teilen mit je einer Windungszahl $\frac{1}{2} w_1$ zusammen. Die Eingangswicklung kann somit auch als mittelangezapfte Wicklung mit Windungszahl w_1 aufgefaßt werden (Bild 5 rechts).

An der Ausgangswicklung mit der Windungszahl w_2 liegt der Lautsprecher, dessen Widerstand R wir hier als reell und frequenzunabhängig ansehen wollen.

Gegentaktstufe bei A-Betrieb

Wir betrachten den Idealfall. Die Arbeitskennlinie entspricht demgemäß dem Bild 1: Die positiven Halbwellen verlaufen in jeder der zwei z. B. bei zeitlich sinusförmiger Steuerspannung — abgesehen vom Vorzeichen — ebenso wie die negativen Halbwellen. Die Anodenwechselströme beider Röhren stimmen überein. Jede Röhre arbeitet in derselben Weise, wie sie es in einer Einzel-Stufe täte.

Der hier für eine jede Röhre zu wählende Wert des Außen-(Wechselstrom-)Widerstandes $R_{\sim}$ stimmt mit dem in den Röhrendaten für die Einfach-Endstufe angegebenen Wert überein. Beide Röhren arbeiten in bezug auf Anodenwechselstrom und Anodenwechselspannung selbständig. Beide tragen in jedem Augenblick gleichviel zum Speisen des Lautsprecherwiderstandes bei.

Beide Eingangswicklungshälften sind von demselben Anodenwechselstrom durchflossen. An der gesamten Eingangswicklung liegt die Summe der zwei Anodenwechselspannungen **(Bild 6)**. Das bedeutet, daß das Übersetzungsverhältnis des gesamten Ausgangsüber-

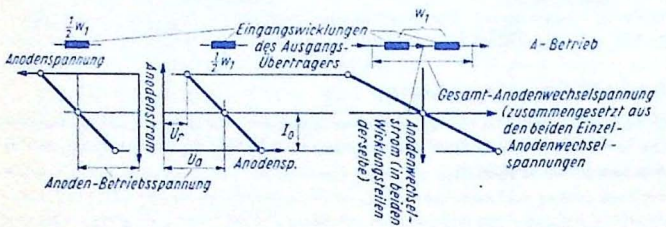


Bild 6

tragers bei A-Betrieb mit $w_1 : w_2$ gegeben ist. Da der Widerstand entsprechend dem Quadrat des Windungszahlenverhältnisses gewandelt wird, erhalten wir:

$$2\,R_{\sim} : R = R_{aa} : R = (w_1 : w_2)^2$$

Darin ist R_{aa} der gesamte Außenwiderstand von Anode zu Anode.

Der **Wirkungsgrad** $\eta = \dfrac{\text{Wechselstromleistung}}{\text{Gleichstromleistung}}$ hat bei A-Betrieb für volle Aussteuerung seinen Höchstwert. Hierbei kommt für die einzelne Röhre dasselbe heraus wie für beide Röhren zusammen.

Bezeichnen wir die Anodengleichspannung mit U_a, die (zu Punkt P in Bild 6 und in den Bildern 1...4) gehörige Restspannung mit U_r, den Anodenruhestrom mit I_0 und nehmen an, es werde bis zum Anodenstrom Null durchgesteuert, so gilt

$$\eta = \frac{0{,}5\, I_0 \cdot (U_a - U_r)}{I_0 \cdot U_a}$$

Für den Idealfall $U_r = 0$ würde $\eta = 0{,}5$, womit die Anodenverlustleistung auf $0{,}5\, I_0 \cdot U_a$ — also auf die Hälfte des für fehlende Aussteuerung geltenden Wertes — zurückginge.

Gegentaktstufe bei B-Betrieb

Im Idealfall (Bild 2) führt hier stets nur eine der beiden Röhren und damit auch nur eine der beiden Hälften der Eingangswicklung Strom: Die einen Halbwellen des Anodenwechselstromes werden von der einen, die Halbwellen mit entgegengesetztem Vorzeichen von der anderen Röhre durchgelassen.

Von den beiden Teilen der Eingangswicklung mit insgesamt w_1 Windungen kommt hier stets nur eine der zwei Hälften mit $\frac{1}{2} w_1$ Windungen zur Geltung. Damit ist das Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers bei B-Betrieb zu einer Röhre mit $\frac{1}{2} w_1 : w_2$ gegeben. Mit der Bezeichnung R_B für den günstigsten Belastungswiderstand zu einer Röhre bei B-Betrieb und den weiteren Bezeichnungen der vorhergehenden Abschnitte gilt für die Widerstandswandlung:

$$R_B : R = \left(\frac{1}{2} w_1 : w_2\right)^2$$

Dabei ist, wie der Vergleich zwischen Bild 1 und Bild 2 zeigt (vergl. den zugehörigen Text):

$$R_B = \frac{1}{2} R_A$$ Hiermit wird:

$R_A : (2\,R) = \left(\frac{1}{2} w_1 : w_2\right)^2$ oder $2\,R_A : R = R_{aa} : R = (w_1 : w_2)^2$. Das aber heißt:

Zum B-Betrieb gehört dieselbe Gesamtübersetzung des Ausgangsübertragers wie zum A-Betrieb!

Die Wechselstromleistung P erhalten wir so: Für den Aussteuerungsgrad $\alpha = U_g / U_{g\max}$ ist zu jeder Röhre (siehe Bild 3) der Scheitelwert des Stromes $\alpha\, I_p$ und der Spannung $\alpha\,(U_a - U_r)$. Die Wechselstromleistung ergibt sich hier, da die Röhren wechselweise arbeiten, zu $P = \frac{1}{2} \alpha^2\, I_p\, (U_a - U_r)$.

Die zugehörige Gleichstromleistung P_G folgt aus dem Strom-Mittelwert $\alpha\, I_p \cdot 2/\pi$ und der Anodenspannung U_a zu

$$P_G = \alpha\, I_p\, U_a \cdot 2/\pi$$

Hieraus geht der Wirkungsgrad η so hervor:

$$\eta = P/P_G = \frac{\alpha^2 \cdot (U_a - U_r) \cdot \pi}{\alpha \cdot 4 \cdot U_a} = \alpha \frac{U_a - U_r}{U_a} \cdot \frac{\pi}{4}$$

Das bedeutet für $\alpha = 1$ und $U_r = 0$ ein $\eta = \pi/4 \approx 0{,}78$

Die Anodenverlustleistung $P_v = P_G - P$ also

$$P_v = \alpha\, I_p\, [2\, U_a/\pi - \alpha\,(U_a - U_r)/2]$$

Die Formel sagt aus, daß $P_v$max nicht bei Vollast, sondern bei $\alpha < 1$ auftritt.

AB- und D-Betrieb

Beide Betriebsarten sind Abwandlungen von A- und B-Betrieb. Somit liegen ihre Eigenheiten zwischen denen dieser zwei Betriebsarten. Weil für A- und B-Betrieb ohnehin

dasselbe Gesamt-Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers zu wählen ist, brauchen wir hier auf diese Betriebsarten zunächst nicht einzugehen. Sie werden im folgenden Abschnitt berücksichtigt.

Arbeitskennlinien und Gegentaktbetrieb

Bei B-Betrieb haben wir es nicht mit Hintereinanderschaltung der beiden Eingangswicklungsteile zu tun. Abwechselnd ist immer nur einer dieser Teile in Funktion. Wir könnten uns also vorstellen:

Es sei nur eine Eingangswicklungshälfte mit $\frac{1}{2} w_1$ Windungen vorhanden. Diese werde bei Vorzeichenwechsel des Gesamt-Anodenwechselstromes von einer Röhre an die andere Röhre gelegt.

Dem entspricht eine Nebeneinanderschaltung: Von der gesamten Eingangswicklung wird jeweils die Windungszahl $\frac{1}{2} w_1$ von den einander abwechselnden Anodenströmen durchflossen. Wir müssen somit die beiden Teile der Gegentaktschaltung für B-Betrieb für das Gewinnen der Gesamt-Arbeitskennlinie als nebeneinanderliegend auffassen.

In Bild 5 hatten wir die Gegentaktstufe für A-Betrieb aber als Reihenschaltung beider Teile aufgefaßt, was ja auch der Eingangswicklung des Übertragers entspricht. Da die beiden Teile der Gegentaktschaltung bei idealem A-Betrieb völlig selbständig arbeiten, dürfen wir statt einer Hintereinanderschaltung für die grundsätzliche Betrachtung der Arbeitsweise auch eine Nebeneinanderschaltung annehmen, wobei dann allerdings statt w_1 nur $\frac{1}{2} w_1$ Eingangswindungen in Betracht kommen.

Zur Nebeneinanderschaltung gehört für beide Zweige einzeln und insgesamt dieselbe Spannung, und als Gesamtstrom die Summe der Einzelströme. **Bild 7** zeigt diese Zusammenfassung für A-Betrieb. In den **Bildern 8, 9** und **10** sind dementsprechende Zu-

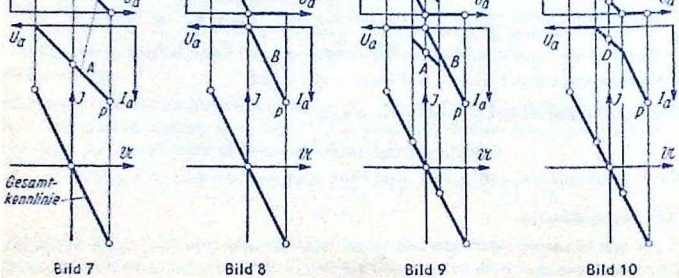


Bild 7 Bild 8 Bild 9 Bild 10

sammenfassungen für B-, AB- und D-Betrieb veranschaulicht. Oben sehen wir jeweils die zwei Einzelkennlinien und darunter die Gesamtkennlinie. Sie ergibt sich aus den Einzelkennlinien durch addieren der beiden jeweils zum gleichen Anodenwechselspannungs-Augenblickswert gehörenden Anodenstrom-Augenblickswerte.
Wir beachten, daß in den Bildern 9 und 10 — im Gegensatz zu den Bildern 3 und 4 — zu den dem A-Betrieb entsprechenden Kennlinienabschnitten jeweils doppelt so große Belastungswiderstände gehören wie zu den Abschnitten, für die jeweils nur eine Röhre Strom führt (B-Betrieb). Diese Widerstandsverschiedenheit ergibt sich — wie oben erläutert — von selbst.

Anodenstromversorgung

Für A-Betrieb sind keine besonderen Vorkehrungen nötig. Für B- und AB-Betrieb muß die Spannung der Anodenstromquelle besonders stabil (belastungsunabhängig) sein. Das erreicht man dadurch, daß man den Ladekondensator mit dem Beruhigungskondensator vereinigt und die Drossel wegläßt oder die Gesamtkapazität nicht vor, sondern hinter dieser Drossel anordnet, die keine zu hohe Induktivität haben darf.

Schirmgitterstromversorgung

Für A-Betrieb sind keine besonderen Vorkehrungen nötig.
Für B-Betrieb ist mit einer stabilen Spannung der Anodenstromquelle eine stabile Schirmgitterspannung nur gegeben, wenn diese Spannung gleich der Anodenspannung gewählt werden kann. **Bild 11** zeigt diesen Fall. Die Schutzwiderstände vor den Schirmgittern sollen wilde Schwingungen verhüten, dürfen aber nicht zu hohe Werte (richtig: etwa 100 Ω) haben, weil das die Belastungsunabhängigkeit der Schirmgitterspannung zu sehr beeinträchtigt. Die Bilder 12, 13 und 14 beziehen sich darauf, daß die Schirmgitterspannung

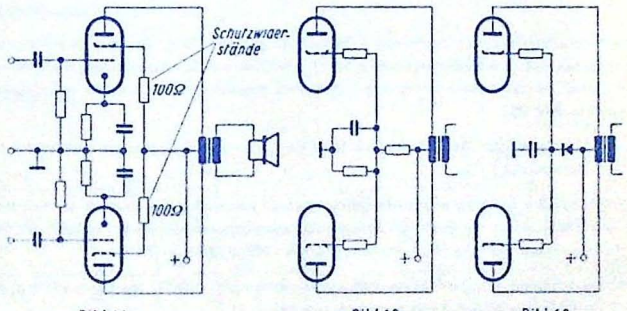


Bild 11 Bild 12 Bild 13

merklich unter dem Wert der Spannung der Anodenstromquelle liegen soll. Zu **Bild 12** muß der durch den Schirmgitterspannungsteiler fließende Querstrom verhältnismäßig groß gewählt werden. Es kann günstig sein, an Stelle des Spannungsteilers ein Ventil mit passender nichtlinearer Kennlinie zu verwenden **(Bild 13)**. Besonders vorteilhaft ist ein geteilter Netzteil gemäß **Bild 14**.

Zahlenbeispiel für Gegentakt-AB-Endstufe

Die Endstufe soll mit zwei EL 156 bestückt werden. Als Anodenspannung sind 700 V und als Schirmgitterspannung 300 V in Betracht zu ziehen. Die Anodenverlustleistung betrage bei fehlender Aussteuerung rund 30 W je Röhre.

Aus Anodenspannung und Verlustleistung für fehlende Aussteuerung folgt: Anodenruhestrom = 30 000 mW : 700 V ≈ 43 mA.

Hierzu gehört die Gittervorspannung $U_{g1} \approx -20$ V, wofür statt 43 mA etwa 40 mA gehören (**Bild 15**).

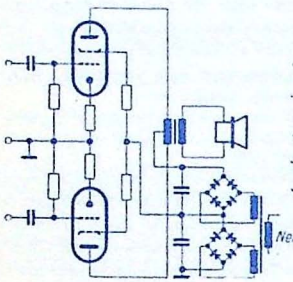


Bild 14

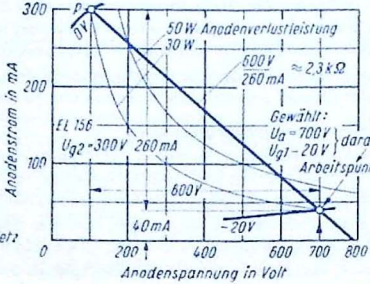


Bild 15

Die Arbeitskennlinie muß durch den Arbeitspunkt gehen (700 V, 40 mA). Ihre Neigung folgt daraus, daß sie die Röhrenkennlinie für $U_{g1} = 0$ bei möglichst günstigem Kompromiß hinsichtlich geringer Anodenspannung und hohem Anodenstrom schneiden soll (Schnittpunkt P in Bild 15).

Aus der Neigung der Arbeitskennlinie folgt der Wert des Belastungswiderstandes zu 600 V : 260 mA ≈ 2,3 kΩ.

Die Wechselstromleistung ergibt sich genau genug, wenn man die 260 mA als Anodenstromhöchstwert und die 600 V als Anodenwechselspannungshöchstwert ansetzt, da der Arbeitspunkt hier tief liegt. Wir erhalten: 260 mA · 600 V : 2000 = 78 W.

Die Gleichstromleistung beträgt für Vollaussteuerung rund 130 W. Sie kann näherungsweise auf folgende beiden Arten berechnet werden:

1. $\frac{2}{\pi}$ (790 V − 100 V) 300 mA : 1000 ≈ 130 W oder

2. $\left(\frac{2}{\pi}\ 600\ \text{V} \cdot 260\ \text{mA} + 700\ \text{V} \cdot 40\ \text{mA}\right) : 1000 \approx 130\ \text{W}$

Gittervorspannung

Bei A-Betrieb bestehen hierzu keine Unterschiede gegenüber Einfach-Endstufen. Bei AB-Betrieb kann man die Gittervorspannung nicht ohne weiteres voll an Kathodenwiderständen erzeugen. Hiermit ergäbe sich eine zu starke Abhängigkeit der Vorspannung von der Aussteuerung, da Anoden- und Schirmgitterstrom bei hoher Aussteuerung beträchtlich ansteigen.

Kathodenwiderstände ergeben einen gewissen Ausgleich von Röhrentoleranzen. Deshalb verzichtet man nur ungern auf sie. Bei ihrer Anwendung für AB-Betrieb muß man aber besondere Vorkehrungen treffen, um die Gittervorspannung trotzdem hinreichend unabhängig von der Aussteuerung zu halten.

Prinzipiell am einfachsten ist das Verwenden von Überbrückungskondensatoren mit sehr hohen Kapazitäten. Damit wird die Zeitkonstante für die Kathodenkombination so groß, daß sie genügt, um die Vorspannung über die Dauer der normalerweise in Musik oder Sprache vorkommenden Aussteuerungsspitzen einigermaßen konstant zu halten.

Eine andere Möglichkeit besteht darin, nur einen Teil der Gittervorspannung an Kathodenwiderständen zu erzeugen und dafür zu sorgen, daß der übrige Teil der Gittervorspannung von der Aussteuerung unabhängig bleibt oder von ihr nur wenig beeinflußt wird.

In diesem Sinne läßt man an den Kathodenwiderständen nur ein Viertel bis die Hälfte der notwendigen Gittervorspannung entstehen. Den Rest entnimmt man einer besonderen Gitterspannungsquelle **(Bild 16)** oder man stabilisiert ihn mit Hilfe eines nichtlinearen Widerstandes. Als solcher dient üblicherweise ein elektrisches Ventil mit passender Kennlinie **(Bild 17)**.

D-Betrieb

Bild 16

Bild 17

Sperrschwinger und Multivibrator

Anwendung

Sperrschwinger und Multivibrator erzeugen nichtsinusförmig verlaufende Spannungen, wie sie für die Impulstechnik (z. B. in Rechenmaschinen und im Ablenkteil des Fernsehempfängers) gebraucht werden.

Gemeinsames

Sperrschwinger und Multivibrator sind sehr fest in sich rückgekoppelte Verstärker mit Selbstsperrung. Die Sperrschaltung besteht aus einem Kondensator und einem Widerstand. Die Rückkopplung ist eine Mitkopplung. Für sie müssen die Anodenspannungsschwankungen mit umgekehrtem Vorzeichen auf das Gitter zurückwirken.

Sperrschwinger-Wirkungsweise

Der Sperrschwinger hat eine einzelne Verstärkerstufe. Das Vorzeichen wird in einem Übertrager mit einem Übersetzungsverhältnis von etwa 1:1 umgedreht (**Bild 1**).

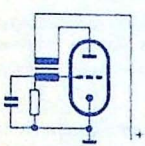


Bild 1

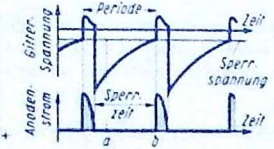


Bild 2

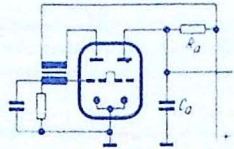


Bild 3

Für das Betrachten der Arbeitsweise gehen wir von der durch hohe negative Gittervorspannung gesperrten Röhre aus. (Zeitpunkt *a* in **Bild 2**). Der Gitterkondensator entlädt sich über den Gitterableitwiderstand. Infolgedessen sinkt der Wert der negativen Gitterspannung. Nach einiger Zeit (Zeitpunkt *b* in Bild 2) ist deren Wert so weit abgesunken, daß der Anodenstrom einsetzt. Dieser ruft im Übertragereisen ein Magnetfeld hervor. Dessen Anwachsen bewirkt in der Gitterwicklung des Übertragers eine Spannung, die als zusätzliche, und zwar positive Gitterspannung auftritt. So wird der Anodenstromanstieg unterstützt, womit das Magnetfeld stärker anwächst und die zusätzliche positive Gitterspannung weiter steigt. Die gesamte Gitterspannung, die eben noch negativ war, geht nun durch Null und wird positiv. Damit tritt ein Gitterstrom auf. Er wirkt dem weiteren Ansteigen der Gitterspannung und demgemäß auch dem des Anodenstromes entgegen. Der Anodenstromanstieg hört also auf. Somit bleibt die Magnetfeldänderung aus, die die zusätzliche positive Gitterspannung bewirkte. Mit deren Wegfall kommt die vom Gitterstrom herrührende (negative) Aufladung des Gitterkondensators zur Geltung:

Die Gitterspannung wird negativ. Infolgedessen sinkt der Anodenstrom. Das zu ihm gehörende Magnetfeld baut sich ab, d. h. die Magnetfeldänderung erfolgt jetzt der vorhergehenden Änderung entgegengesetzt.

Die zusätzliche Gitterspannung wird deshalb ebenfalls negativ.

Die gesamte negative Gitterspannung genügt damit bei weitem, um die Röhre plötzlich zu sperren. Nun entlädt sich der negativ aufgeladene Kondensator wiederum über den Gitterwiderstand: Das Spiel beginnt an dem gewählten Ausgangspunkt von neuem.

Impulsfolge und Impulsbreite bei Sperrschwingern

Aus der geschilderten Arbeitsweise folgt: Die Impulsfolgefrequenz wird im wesentlichen durch die Zeitkonstante der Kombination aus Gitterkapazität und Gitterableitwiderstand sowie durch den Rückkopplungsgrad bestimmt. Höherer Rückkopplungsgrad ergibt bei gleicher Zeitkonstante eine niedrigere Impulsfolgefrequenz. Die Impulsbreite richtet sich vorwiegend nach der wirksamen Induktivität des Übertragers und damit auch nach der Kapazität des Kondensators. Sie wächst mit der Induktivität und mit dieser Kapazität. Sie wird im übrigen geringer für höhere Gitterstromsteilheit. Schließlich hat sie ein Minimum bei einem Rückkopplungsgrad, der etwa zu einem Übertrager-Windungszahlverhältnis 1:1 gehört.

Am Sperrschwinger verfügbare Spannungen

Zwischen Gitter und Kathode herrscht eine Spannung mit zeitlichem Sägezahnverlauf. Bessere Linearität der Spannungsänderung im Sägezahnverlauf ergibt sich an einem von den kurzzeitigen Impulsen gesteuerten zweiten Röhrensystem, das auf eine Widerstands-Kondensator-Kombination mit größerer Zeitkonstante ($R_a \cdot C_a$) arbeitet (**Bild 3**).

Multivibrator-Wirkungsweise

Die Verstärkung ist hier auf zwei Stufen verteilt. Jeweils eine der beiden Stufen kehrt das Vorzeichen für die andere Stufe um. **Bild 4** veranschaulicht das für das Röhrensystem II besonders deutlich, während die Darstellung durch **Bild 5** die Gleichwertigkeit beider Stufen für das Arbeitsprinzip betont.

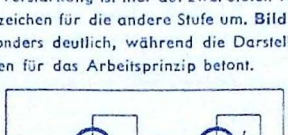


Bild 4

Bild 5

Für das Betrachten der Arbeitsweise gehen wir von einer so hohen negativen Gitterspannung des Systems *I* aus, daß dieses System dadurch gesperrt ist. Das Gitter des Systems *II* habe zu diesem Zeitpunkt gegen die Kathode keine Spannung. Im System *II* fließt somit ein Strom. Der Gitterkondensator von *I* entlädt sich. Ist die Entladung genügend fortgeschritten, so setzt in *I* der Anodenstrom ein. Er durchfließt den zu *I* gehörenden Anodenwiderstand R_{aI}. Der hierin auftretende Spannungsabfall bedeutet Abnehmen der Anodenspannung von System *I*, also Spannungsschwankung mit negativem Vorzeichen. Diese Spannungsschwankung überträgt sich auf das Gitter von *II*, wodurch System *II* gesperrt wird. So fällt dort der Spannungsabfall im Anodenwiderstand fort. Demgemäß steigt die Anodenspannung des Systems *II* an.

Die zugehörige (positive) Spannungsschwankung wird auf das Gitter von *I* übertragen. Das unterstützt den Anodenstromanstieg in *I*, läßt aber dort außerdem einen Gitterstrom auftreten, der die positive Gitterspannung begrenzt und damit den weiteren Anodenstromanstieg in *I* unterbindet.

Der Anodenstrom des Systems *I* bleibt jetzt für einige Zeit ungefähr konstant. Der Anoden-

strom des Systems *II* ist während dieser Zeit gleich Null, und zwar so lange, bis durch hinreichendes Entladen des Gitterkondensators dieses Systems dort ein Strom zustande kommt.

Von da an spielt das System *II* die für System *I* geschilderte Rolle bis das System *I* wieder an der Reihe ist.

Bild 6 veranschaulicht den gesamten hier geschilderten Zusammenhang.

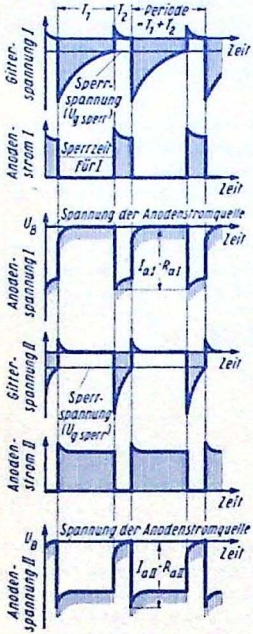


Bild 6

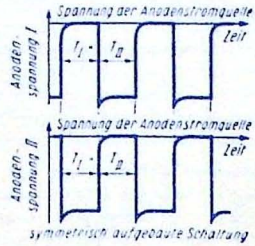


Bild 7

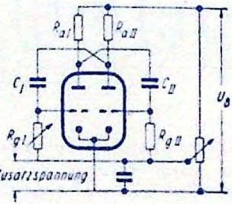


Bild 8

Zur rechnerischen Behandlung des Multivibrators

Aus dem Betrachten der Multivibrator-Wirkungsweise an Hand der einzelnen Teile des Bildes 6 folgt, daß sich die Sperrzeiten der beiden Systeme gegenseitig ablösen. Zu jeder Sperrzeit gehört die Entladung eines der zwei Kondensatoren C_I und C_{II}.

Jeweils einer dieser Kondensatoren wird beim Öffnen des anderen Systems durch den Spannungssprung aufgeladen, der mit dem Auftreten des Spannungsabfalles im damit leitend verbundenen Anodenwiderstand verknüpft ist.

Der Anfangswert der sperrenden negativen Gitterspannung entspricht dem Spannungssprung, der mit dem plötzlich einsetzenden Spannungsabfall am Anodenwiderstand des

anderen Systems gegeben ist. Die sperrende negative Gitterspannung klingt gemäß der Entladung des Kondensators ab. Die dafür geltende Zeitkonstante τ_I ist durch das Produkt aus Kondensator-Kapazität und Gesamtwiderstand der Reihenschaltung des Gitterwiderstandes mit der Parallelschaltung von Außen- und Innenwiderstand des anderen Systems dargestellt.

Bei nicht zu hohen Multivibratorfrequenzen darf man den Widerstand der Parallelschaltung gegen den Gitterwiderstand fast immer vernachlässigen. Für die Zeitkonstante τ_I gilt demzufolge:

$$\tau_I = C_I \cdot \left(R_{gI} + \frac{R_{aII} \cdot R_{iII}}{R_{aII} + R_{iII}} \right) \approx C_I \cdot R_{gI}$$

Mit dieser Zeitkonstante τ_I ergibt sich der Augenblickswert U_{gIt} der Gitterspannung zur Zeit t (gerechnet vom Beginn der Sperrzeit an) so:

$$U_{gIt} = -I_{aII} \cdot R_{aII} \cdot e^{-t/\tau_I}$$

Daraus gewinnen wir die Sperrzeit T_I des Systems I, wobei U_b die Spannung der Anodenstromquelle ist, so:

$$T_I = \tau_I \cdot \ln \frac{I_{aII} \cdot R_{aII}}{U_{gsperr}} = \tau_I \cdot \ln \frac{U_b - U_{II\,min}}{U_{gsperr}}$$

Eine Periode der Multivibratorschwingung ergibt sich als Summe der beiden Sperrzeiten. Somit gilt für eine Gesamtperiode T_{ges} folgende Beziehung:

$$T_{ges} = \tau_I \cdot \ln \frac{I_{aII} \cdot R_{aII}}{U_{gsperr}} + \tau_{II} \cdot \ln \frac{I_{aI} \cdot R_{aI}}{U_{gsperr}}$$

Die **Wiederholungsfrequenz (Impulsfrequenz)** f der Multivibratorspannung erhalten wir als Kehrwert der Gesamtperiode T_{ges}. Es gilt also:

$$f = \frac{1}{\tau_I \cdot \ln \frac{I_{aII} \cdot R_{aII}}{U_{gsperr}} + \tau_{II} \cdot \ln \frac{I_{aI} \cdot R_{aI}}{U_{gsperr}}}$$

Mitunter wird Gleichheit beider Sperrzeiten (**Bild 7**) verlangt. Hierzu gehört symmetrischer Aufbau der Schaltung. Wir können folglich die Indizes in diesem Fall weglassen. Damit erhalten wir unter dem Bruchstrich zwei gleiche Ausdrücke, die so zusammengefaßt werden können:

$$f = \frac{1}{2\,\tau \cdot \ln \frac{I_a \cdot R_a}{U_{gsperr}}} \approx \frac{1}{2\,C \cdot R_g \cdot \ln \frac{I_a \cdot R_a}{U_{gsperr}}}$$

Möglichkeiten des Beeinflussens der Frequenz

Durch Verlagern der Grundgittervorspannung — etwa gemäß **Bild 8** rechts — lassen sich beide Entladezeiten über die Sperrspannung verändern. Durch Regeln eines der beiden Gitterwiderstände (Bild 8 links) kann die eine der zwei Entladezeitkonstanten variiert werden, was sich vor allem auf das Verhältnis beider Zeitkonstanten τ_I und τ_{II} auswirkt und über diese auf das Verhältnis der Entladezeiten.

Erzeugen der Betriebsspannungen für Oszillographenröhren

Anodenspannungen

Oszillographenröhren werden im allgemeinen — je nach den Anforderungen an Helligkeit und Schärfe — mit Anodenspannungen von 0,6 bis 4 kV betrieben. Für oszillographische Aufnahmen einmaliger Vorgänge mit großer Schreibgeschwindigkeit geht man z. B. bis auf 30 kV.

Man „erdet" im allgemeinen die Anodenspannung entweder mit ihrem Pluspol (**Bild 1**) oder doch mit einem Punkt, der dem Pluspol spannungsmäßig benachbart ist. Die Kathode bekommt damit eine hohe negative Spannung gegen das Chassis.

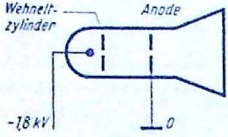


Bild 1

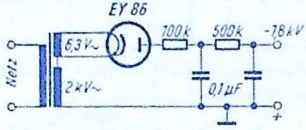


Bild 2

Die Anodenspannungen werden entweder über einen Hochspannungstransformator mit einem Einweggleichrichter gewonnen (**Bild 2**), oder über den — für das Speisen von Verstärker und Kippteil benötigten — Netztransformator mit einer Spannungsvervielfacherschaltung erzeugt (**Bild 3**). Ist die Netztransformator-Sekundärwicklung mittelangezapft (z. B. 2 × 350 V), so kann man von der Gesamtspannung (hier also 700 V) ausgehen. Auf diese Weise kommt man mit weniger Schaltelementen auf hohe Betriebsspannungen (**Bild 4**). In den Bildern 3, 4, 7 und 8 ist jeweils die zum Oszillographenverstärker gehörende Stromversorgung mit eingezeichnet. Auf diesbezügliche Wertangaben wurde verzichtet, weil diese Stromversorgung den jeweiligen Bedingungen angepaßt werden muß.

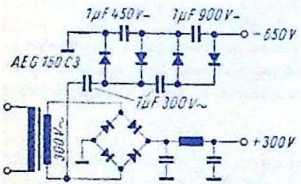


Bild 3

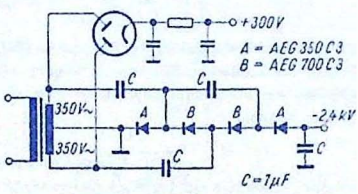


Bild 4

Nachbeschleunigungsspannungen

Die Strahlelektronen können mit Hilfe einer zwischen Ablenkplatten und Schirm angeordneten positiven Elektrode nachträglich noch beschleunigt werden (**Bild 5**). Damit läßt sich die Helligkeit des Oszillogramms erheblich steigern, wenn man eine gewisse Abnahme der Ablenkempfindlichkeit in Kauf nimmt.

Die Nachbeschleunigungselektrode bekommt eine gegen die Anode positive Spannung, wobei auch hier wieder die Anode selbst oder ein Punkt mit einer gegen die Anode geringen Spannung geerdet wird. Die Nachbeschleunigungsspannung (gegen Chassis gemessen) wird etwa gleich der Anodenspannung gewählt. Damit fällt die Gesamtbeschleunigungsspannung rund doppelt so hoch aus wie die Anodenspannung und wie die höchste Spannung gegen das Chassis.

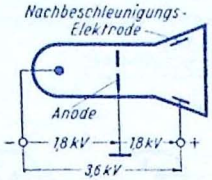


Bild 5

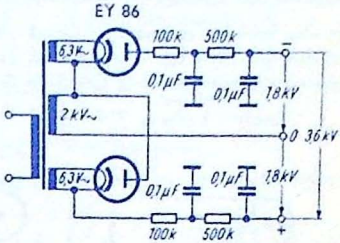


Bild 6

Um die Nachbeschleunigungsspannung zu erzielen, kann man an die Transformatorwicklung, mit der die Anodenspannung gewonnen wird, mit entgegengesetzter Polung einen zweiten Gleichrichtersatz legen. **(Bilder 6...8).**

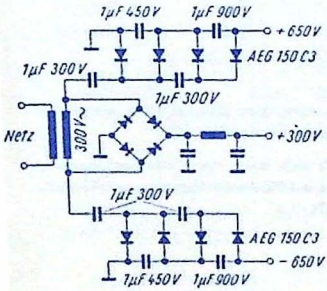


Bild 7

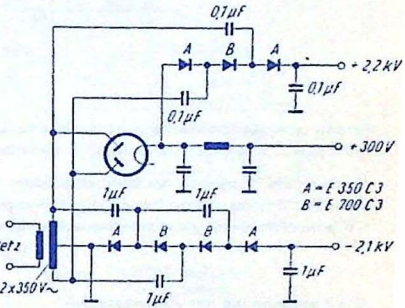


Bild 8

Gitterspannungen

Die Betriebsspannungen für die weiteren Elektroden nimmt man am besten von einem Spannungsteiler ab, den man — im Prinzip wenigstens — an Anodenspannung legt **(Bild 9).**

Für den Spannungsteiler genügen als Querstrom 1...2 mA, da der Effektivwert des höchstzulässigen Kathodenstromes für die üblichen Oszillographenröhren 200 µA beträgt. Um Kathodenüberlastung zu verhindern, ist zu empfehlen, den Kathodenstrom zu begrenzen, z. B.:

durch eingeengten Einstellbereich für die Gitter(vor)spannung mit einem Festwiderstand zwischen dem Kathodenanschluß am Spannungsteiler und dem Einstellwiderstand, an dem die Spannung des „Gitter 1" (Wehneltzylinders) abgegriffen wird **(Bild 10)** oder

durch eine teilweise automatische Gitter(vor)spannung mit einem Widerstand in der Kathodenleitung **(Bild 11)** — wie etwa bei Rundfunk-Endröhren. An ihm ergibt sich bei steigendem Kathodenstrom eine zusätzliche Gitter(vor)spannung.

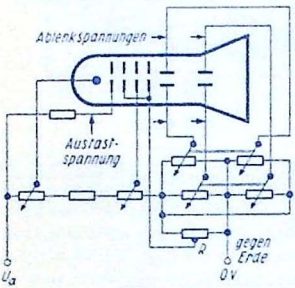


Bild 9

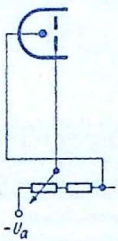


Bild 10

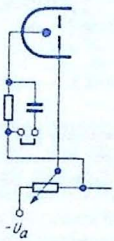


Bild 11

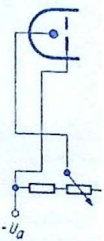


Bild 12

Parallel zum Kathodenwiderstand kann eine Spannung zum Dunkeltasten eingeführt werden — z. B. an Klemmen im Kathodenkondensator-Zweig (Bild 11).

An Stelle der Spannung des Wehneltzylinders läßt sich auch die Kathodenspannung einstellbar machen (Bilder 9 und 12), wobei man gegen Kathodenüberlastung ebenfalls z. B. einen Schutzwiderstand vorsehen sollte **(Bild 12)**.

Die Vorspannung der Ablenkplatten

Die mittlere Spannung der Ablenkplatten sollte nach Möglichkeit immer der Anodenspannung gleichkommen. Zum Einstellen dieser mittleren Spannung verwendet man Drehwiderstände am kalten Ende des Spannungsteilers für die Hochspannung. Dabei liegt die Anode an einem Abgriff zwischen den Drehwiderstands-Enden **(Bild 13)**. Bei Röhren, die nur für symmetrische Ablenkung gebaut sind, muß man — statt der Einfach-Drehwiderstände — Tandem-Drehwiderstände benutzen **(Bild 9 und 14)**.

Die TELEFUNKEN-Röhren DG 7-12 C, DG 7-14 und DG 7-52 A können mit symmetrischen wie auch mit asymmetrischen Ablenkspannungen betrieben werden. Daher genügen für sie stets einfache Drehwiderstände (Bild 13).

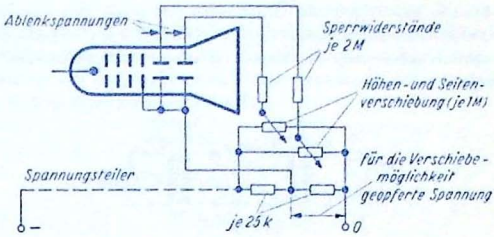


Bild 13

Zweistrahlröhren

Bild 14 zeigt ein Schaltbeispiel eines Spannungsteilers für die TELEFUNKEN-Zweistrahlröhre DBM 13-14.

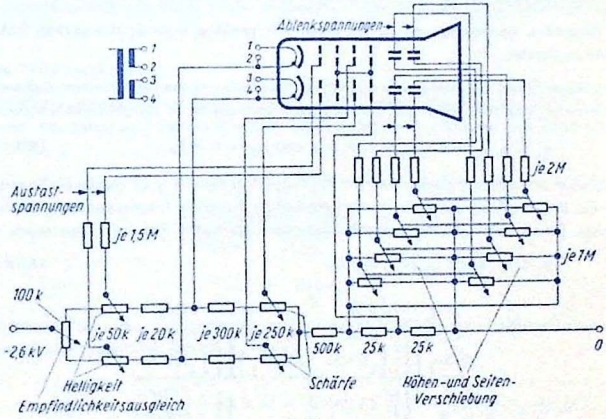


Bild 14

In der Fertigung lassen sich kleine Unterschiede der Ablenkempfindlichkeiten beider Systeme nicht vermeiden. Diese kompensiert man durch einen Regler am heißen Ende des Spannungsteilers (Bild 14). Die Nullpunktabweichungen der beiden (unabgelenkten) Strahlen gleicht man mit Hilfe der in Bild 14 rechts eingetragenen Tandem-Drehwiderstände aus.

Ringmodulator

Aufbau und Zweck

Der Ringmodulator besteht aus zwei Übertragern und einem Satz von vier Ventilen, z. B. TELEFUNKEN-Germanium-Dioden OA 154 Q (**Bild 1**). Man verwendet ihn vor allem in der Drahtnachrichtentechnik für trägerfrequentes Mehrfachausnutzen von Übertragungswegen.

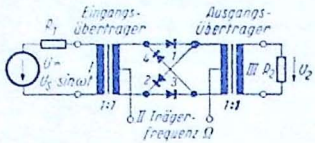


Bild 1

Arbeitsweise

Die Spannung U mit der zu übertragenden Frequenz ω wird dem Eingangsklemmenpaar I und die Spannung mit der Trägerfrequenz Ω dem Klemmenpaar II zugeführt.

Im folgenden werden u_1 und u_2 für ungerade sowie g_1 und g_2 für gerade Zahlenfaktoren gesetzt.

Bei völliger Übertragersymmetrie und völlig übereinstimmenden elektrischen Eigenschaften der vier Ventile ergeben sich am Ausgangsklemmenpaar III lediglich die Frequenzen:

$$u_1\,\Omega \pm u_2\,\omega \text{ mit } u_1 = 1, 3, 5,\ldots \text{ und } u_2 = 1, 3, 5,\ldots \qquad \textbf{(Bild 2a)}$$

Ist hierbei außerdem die Spannung mit der Trägerfrequenz Ω groß gegen die Spannung mit der Eingangsfrequenz ω, so werden die Ventile durch die Trägerspannung allein gesteuert. Damit treten am Ausgangsklemmenpaar III lediglich folgende Frequenzen auf:

$$u_1\,\Omega \pm \omega \text{ mit } u_1 = 1, 3, 5, \ldots \qquad \textbf{(Bild 2b)}$$

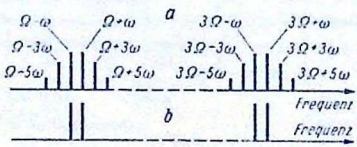


Bild 2

Aus dem zugehörigen Spektrum siebt man eines der beiden Seitenbänder ($\Omega + \omega$ und $\Omega - \omega$) aus, um es über die Nachrichtenverbindung zu geben. Am Empfangsort demoduliert man durch Mischen des übertragenen Seitenbandes mit einer Spannung von der Trägerfrequenz Ω ebenfalls in einem Ringmodulator.

Anpassen des Modulators

Es gilt mit den Bezeichnungen des Bildes 1: Während einer Trägerhalbwelle sind die Ventile 1 und 3 geöffnet und die Ventile 2 und 4 gesperrt. Für die nächste Halbwelle gilt das Entgegengesetzte. Dazu ergibt sich mit dem Durchlaßwiderstand R_D und dem Sperrwiderstand R_S jedes einzelnen Ventils die Ersatzschaltung nach **Bild 3** mit dem zugehörigen Wellenwiderstand $Z = \sqrt{R_D \cdot R_S}$. Die Werte von R_D und R_S hängen von der Kurvenform und der Amplitude der Trägerspannung ab. Anpassen heißt: Die Gleichung $R_1 = Z = R_2$ erfüllen (siehe Bild 1).

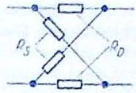


Bild 3

Modulatordämpfung

Die Dämpfung wird zweckmäßig durch Messung ermittelt. Sie setzt sich im wesentlichen aus vier Teilen zusammen. Drückt man die vier Teildämpfungen a_1, a_2, a_3, a_4 sowie die Gesamtdämpfung a in Nepern oder in Dezibel — also in einem logarithmischen Maß — aus, so gilt: $a = a_1 + a_2 + a_3 + a_4$

Die Teildämpfungen

Teildämpfung a_1. Unter Annahme idealer Übertrager und Ventile ($R_D = 0$, $R_S = \infty$) sowie bei Steuerung der Ventile ausschließlich durch den Träger und Abschluß des

Bild 4

Modulators mit einem reellen Widerstand gilt der in **Bild 4** gezeigte zeitliche Spannungsverlauf. Die zugehörige Beziehung lautet:

$$U_2 = \frac{4}{\pi}\left(\sin \Omega t + \frac{1}{3} \sin 3\,\Omega t + \frac{1}{5} \sin 5\,\Omega t + \ldots\right) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}\, U_s \sin \omega t$$

Hieraus folgt die Teildämpfung a_1, d. h. die Dämpfung des idealen Modulators

für die Frequenzen	$(\Omega + \omega)$	$(3\,\Omega + \omega)$	$(5\,\Omega + \omega)$	$(7\,\Omega + \omega)$
in Nepern zu	0,45	1,55	2,06	2,40

Teildämpfung a_2. Sie folgt daraus, daß Durchlaßwiderstand R_D und Sperrwiderstand R_S endliche Werte haben. Es gilt für $R_1 = R_2 = \sqrt{R_D R_S}$:

$$a_2 = \ln \frac{\sqrt{\frac{R_S}{R_D}} + 1}{\sqrt{\frac{R_S}{R_D}} - 1}$$

Teildämpfung a_3. Sie resultiert aus den Drahtwiderständen der Übertragerwicklungen und aus den Verlusten in den ferromagnetischen Übertragerkernen.

Teildämpfung a_4. Sie ist verursacht durch den frequenzabhängigen Filterabschluß des Modulators.

Bemessen des Übertragers

Der Eingangsübertrager ist für das Nachrichtenband mit der mittleren Frequenz ω und der Ausgangsübertrager für das zu verwertende Seitenband $\Omega + \omega$ oder $\Omega - \omega$ zu bemessen. Symmetrischer Aufbau der an die Ventile angeschlossenen Wicklungen ist notwendig.

Unterdrücken unerwünschter Frequenzen

Wegen der unvermeidlichen Fabrikationsstreuungen empfiehlt sich das Symmetrieren der Gleichrichter. Dies geschieht für die Durchlaßrichtung durch Vorschalten und möglicherweise auch für die Sperrichtung durch Nebenschalten passender ohmscher Widerstände.

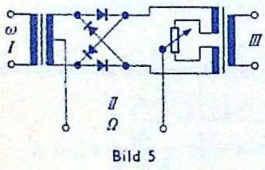


Bild 5

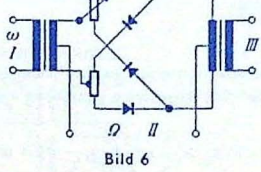


Bild 6

Zum Unterdrücken bestimmter störender Frequenzen, vor allem des Trägerrestes, dienen weitere Symmetrierungen. So unterdrückt man am Modulatorausgang III in der Schaltung nach **Bild 5** vor allem Ω sowie allgemein $u\,\Omega \pm g\,\omega$ mit $u = 1, 3, 5, \ldots$ und $g = 0, 2, 4, \ldots$ und mit der Schaltung nach **Bild 6** vor allem Ω und ω sowie allgemein $u_1\,\Omega \pm g_1\,\omega$ und $g_2\,\Omega \pm u_2\,\omega$ mit u_1 und $u_2 = 1, 3, 5, \ldots$ und g_1 und $g_2 = 0, 2, 4, \ldots$

Quarze für die Nachrichtentechnik

Piezoelektrischer Effekt

An Platten oder Stäben, die geeignet aus bestimmten Kristallen herausgeschnitten sind, entstehen durch mechanischen Druck oder Zug elektrische Ladungen („**direkter Piezo-Effekt**").

Entsprechend erzielt man durch Anbringen elektrischer Ladungen auf solchen Kristallstücken deren Ausdehnen bzw. Zusammenziehen („**reziproker Piezo-Effekt**").

Ein piezoelektrischer Körper stellt somit einen „elektromechanischen Wandler" dar. Er wandelt mechanische Energie in elektrische bzw. elektrische Energie in mechanische.

In der Schalltechnik (vor allem Ultraschall und Elektroakustik) verwendet man piezoelektrische Körper unmittelbar in ihrer Eigenschaft als Wandler. Großem Piezo-Effekt zuliebe wählt man dafür als Material vorzugsweise Seignettesalz bzw. Bariumtitanat.

In der Nachrichtentechnik nutzt man aus, daß passend gehalterte und elektrisch dazu angeregte piezoelektrische Körper mechanische Schwingungen ausführen. Auf Grund deren elektrischer Rückwirkung dienen die piezoelektrischen Körper als elektrische Resonanzglieder mit sehr geringer Dämpfung. Man verwendet hierfür Quarz. Dieser hat gute physikalische und chemische Beständigkeit sowie besonders niedrige Eigendämpfung.

Der Quarz als Schaltelement

Wirksamer Teil eines jeden als Schaltelement benutzten „Quarzes" ist ein Quarzkristallstück (Scheibe, Stab oder Ring) bestimmter Abmessungen sowie bestimmter Orientierung zu den Kristallachsen, mit Elektroden versehen und mit Rücksicht auf die gewünschte Schwingungsform gehaltert.

Der Quarz wird durch den „Quarzhalter" (sein Gehäuse) geschützt. Der Anschluß an die Schaltung geschieht über die „Quarzsteckfassung", sofern es sich nicht um einen in die Schaltung einzulötenden „**Lötquarz**" handelt.

Man verwendet in der Nachrichtentechnik in erster Linie „Schwingquarze" und in zweiter Linie „Filterquarze".

Schwingquarze (auch Steuer- oder Oszillatorquarze genannt) dienen zum Stabilisieren der Frequenz der in Oszillatorschaltungen erzeugten elektrischen Schwingungen. Schwingquarze finden sich außer in Sendern auch in Empfängern (Beispiel: TELEFUNKEN-Empfänger E 104 KW-4 mit 16 Schwing- und 4 Filterquarzen). Sorgfältig gealterte Schwingquarze besonders hoher Güte hat man in Quarzuhren; deren Gangfehler betragen in etwa 10 Jahren weniger als eine Sekunde.

Filterquarze (auch „**Resonatorquarze**" genannt) dienen in Siebschaltungen als frequenzbestimmende Elemente. „**Leuchtquarz**" ist eine besonder Art des Filterquarzes.

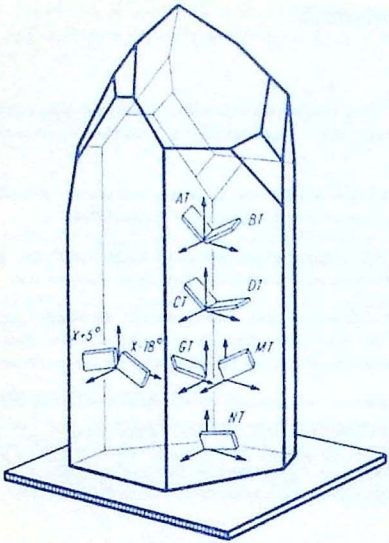


Bild 1

Quarzschnitte

Die Platten oder Stäbe werden aus dem Quarzkristall mit bestimmten Orientierungen zu seinen Achsen herausgeschnitten und dementsprechend bezeichnet.

So spricht man von AT-, BT-, CT-, DT-, GT-, MT-, NT- und auch von $X_{+5}{}^{\circ}$- sowie $X_{-18}{}^{\circ}$-Schnitt. **Bild 1** vermittelt von der Lage dieser Schnitte einen Eindruck.

Frequenzbereiche und Schwingungsformen

Der Gesamtfrequenzbereich, für den Quarze heute hergestellt werden können, erstreckt sich von 1 kHz bis 150 MHz. Das Hauptanwendungsgebiet der Quarze liegt zwischen 50 kHz und 50 MHz.

Für **1 bis 50 kHz** verwendet man stabförmige zwei- oder dreipolige **Biegerquarze** Der Quarzstab krümmt sich wechselweise in seiner Längsachse **(Bild 2)**. Frequenzbestimmend ist die Stablänge bei gleichgehaltenem Verhältnis der Breite zur Länge.

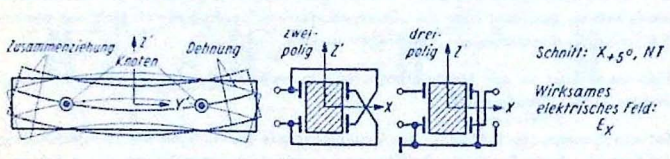


Bild 2

Für **50 bis 200 kHz** wählt man **Längsschwinger.** Die Elektroden befinden sich an zwei gegenüberliegenden Längsflächen **(Bild 3)**. Die Schwingung besteht in periodischem Schwanken der Stablänge. Frequenzbestimmend ist die Stablänge bei gleichgehaltenem Verhältnis der Breite zur Länge.

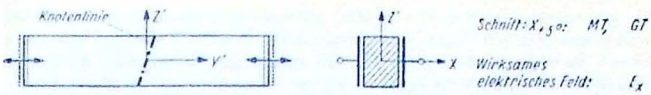


Bild 3

Für **150 bis 800 kHz** hat man **Flächenscherschwinger** (runde oder quadratische Quarzscheiben mit den Elektroden auf beiden Scheibenflächen). Es entstehen zwei gegenphasige Längsschwingungen in zwei senkrecht zueinander in der Scheibenebene liegenden Richtungen (**Bild 4**). Frequenzbestimmend sind Kantenlänge bzw. Scheibendurchmesser.

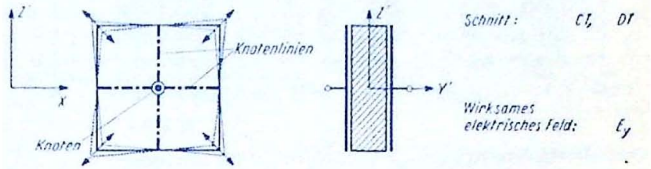


Bild 4

Für **0,5 bis 20 MHz** benutzt man **Dickenscherschwinger** (Scheibenform und Elektrodenanordnung wie beim Flächenscherschwinger, Quarzscheibe jedoch anders aus dem Kristall herausgeschnitten als bei diesem). Es entstehen periodische Scherbewegungen senkrecht zur Scheibendicke (**Bild 5**). Frequenzbestimmend ist die Scheibendicke.

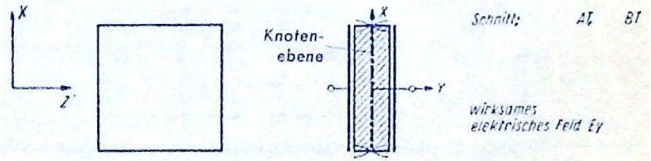


Bild 5

Für **10 bis 100 MHz** gebraucht man **Oberwellenquarze** vom Typ des Dickenscherschwingers (Quarzform und Elektrodenanordnung wie beim Flächenscherschwinger, Orientierung zu den Kristallachsen wie beim Grundwellen-Dickenscherschwinger; Bild 5). Anregbar sind nur Frequenzen, die den ungeradzahligen Oberwellen entsprechen (**Bild 6**). Bei geradzahligen Oberwellen ergäben sich keine Spannungen zwischen den Elektroden (**Bild 7**).

Die Oberwellenfrequenzen sind hier nicht genau ganzzahlige Vielfache der Grundwellenfrequenz (zur Grundwelle **„anharmonische" Oberwellen**). Man benutzt für 10 bis 60 MHz die dritte, für 60 bis MHz die fünfte und für 100 bis 150 MHz die siebente Oberwelle. Hier wird mit Oberwelle jeweils die Teilwelle bezeichnet. Zur siebenten Oberwelle gehört somit das Siebenfache der Grundfrequenz.

Frequenzbestimmend ist, abgesehen von der Ordnungszahl der Oberwelle, die Scheibendicke.

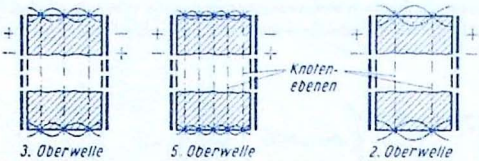


Bild 6 Bild 7

Quarz-Ersatzschaltung

Der Quarz wirkt als elektrischer Serienresonanzzweig, der aus einer Induktivität L_1, einer Kapazität C_1 und einem Verlustwiderstand R_1 besteht und dem die Kapazität C_0 entsprechend derjenigen des Quarzelementes und des Halters parallel liegt **(Bild 8)**.

Für Quarze mit Nebenresonanzen müßte man eine Ersatzschaltung gemäß **Bild 9** verwenden. Hierbei ergeben sich Serienresonanzen zu C_1, L_1, R_1, zu C_2, L_2, R_2 usw., während an den Parallelresonanzen stets sämtliche Glieder beteiligt sind.

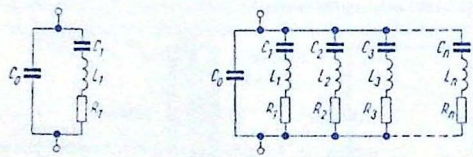


Bild 8 Bild 9

Wie aus der Ersatzschaltung nach Bild 8 hervorgeht, kann der Quarz in Serien- oder Parallelresonanz betrieben werden. Die Quarzgüte ($\omega_{res} L_1 : R_1$) ist groß gegen die Güte der aus Spule und Kondensator aufgebauten Schwingkreise. Sie liegt zwischen 10^4 und 10^6.

Bild 10 zeigt die Werte der Ersatzkapazität C_1 und der Parallelkapazität C_0 für handelsübliche Quarze. Bild 11 veranschaulicht die Gebiete, in denen die Ersatzwiderstände R_1 liegen und enthält in Form dicker, waagerechter Striche Angaben über die Belastbarkeiten der Quarze.

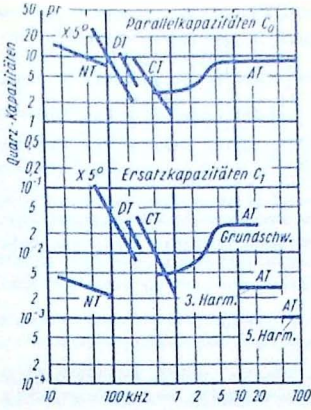


Bild 10

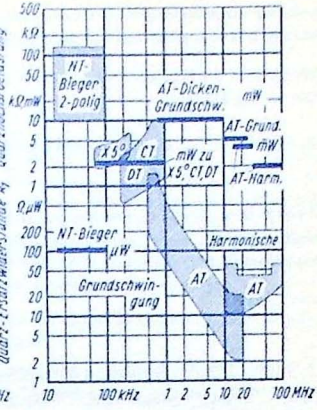


Bild 11

Wegen AT, BT, CT, DT, NT und $X_{+5°}$ siehe Bilder 1...5

Resonanzfrequenzen und Widerstände

Zu jedem Quarz gehört eine **Serien-Resonanzfrequenz** f_s und eine **Parallel-Resonanzfrequenz** f_p. Bei Vernachlässigen der Verluste gilt

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad \text{und} \quad f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_1 \cdot C_0}{C_1 + C_0}}}$$

Hieraus folgt der relative Frequenzabstand zwischen f_s und f_p zu

$$\frac{f_p - f_s}{f_s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_1}{C_0}$$

Durch Vorschalten einer **„Ziehkapazität"** C_z wird der Quarz-Verlust- oder Serienresonanz- oder Ersatzwiderstand R_1 auf den Wert R_e „transformiert". Es gilt

$$R_e = R_1 \cdot \left(1 + \frac{C_0}{C_z}\right)^2$$

Dabei wird die Serien-Resonanzfrequenz f_s auf die höhere Frequenz f_s' „gezogen" und so der Parallel-Resonanzfrequenz f_p genähert. Es gilt

$$\frac{f_s' - f_s}{f_s} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_z}$$

Für Parallelresonanz liegt parallel zum Quarz entweder C_0 allein als Schaltungskapazität oder die Gesamtkapazität aus der parallel geschalteten Kapazität C_t und aus C_0.

Dadurch wird die Frequenz f_p auf f_p' nach f_s hin verschoben. Für die relative Frequenzänderung ergibt sich:

$$\frac{f_p' - f_s}{f_s} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{C_1}{C_0 + C_t}$$

Mit einem Quarz kann in Serien-Resonanzschaltung bei vorgeschalteter Ziehkapazität C_z dieselbe Frequenz erzielt werden wie in Parallelresonanzschaltung mit ebenso großer Parallelkapazität C_t.

Es wird also

$$f_s' = f_p' \quad \text{für} \quad C_z = C_t = C_{zt}$$

Die beiden einander gleichen Frequenzen $f_s' = f_p' = f'$ können gemeinsam durch Ändern von C_{zt1} auf C_{zt2} um den Betrag $\Delta f'$ geändert werden. Die zugehörige relative Frequenzänderung folgt aus

$$\frac{\Delta f'}{f'} = \frac{C_1}{2} \left(\frac{1}{C_0 + C_{zt1}} - \frac{1}{C_0 + C_{zt2}} \right)$$

Die Aktivität

Die „Aktivität" oder „Schwingneigung" eines Quarzes entspricht in Parallelresonanz-Schaltung dem Widerstand R_{p1} und in Serien-Resonanzschaltung entweder dem Wert $1/R_1$ oder dem Wert $1/R_e$. Der Parallelresonanzwiderstand R_{p1} bestimmt sich so:

$$R_{p1} = \frac{1}{R_1 \cdot \omega^2 (C_0 + C_t)^2}$$

Temperaturkoeffizient (TK)

Der Temperaturkoeffizient der Frequenz ist die relative Frequenzänderung des Quarzes, bezogen auf 1 °C Temperaturerhöhung. Zu den angegebenen Zahlenwerten gehört üblicherweise der Faktor 10^{-6}. Zwischen der relativen Frequenzänderung $\Delta f/f$ und der Temperatur t in Grad Celsius besteht für die Schnitte BT, CT, DT, $X_{+5°}$, NT und MT die Beziehung

$$\Delta f/f_s = -K \cdot 10^{-6} (t - t_0)^2$$

Hierin bedeutet K einen Zahlenfaktor, der für Biegerschwinger, Längsschwinger und BT-Schnitt mit 4, für CT-Schnitt mit 4...5 und für DT-Schnitt mit 2...3 anzusetzen ist, und t_0 die Temperatur (in Grad Celsius), zu der der **Umkehrpunkt** der Parabel also zum Frequenzmaximum gehört. Die zum Umkehrpunkt gehörende Temperatur ist vom Schnittwinkel des Quarzelementes abhängig.

Sehr kleine mittlere Temperaturkoeffizienten sind über große Temperaturbereiche mit dem AT-Schnitt zu erzielen. Hier entspricht die Abhängigkeit der Frequenz von der Temperatur einer Gleichung dritten Grades.

Betriebsdaten und Fachausdrücke

Nennfrequenz: Frequenz, für die der Quarz gefertigt ist und die im allgemeinen auf ihm angegeben wird.

Arbeitsfrequenz: Frequenz, die im Zusammenwirken zwischen Quarz und Oszillatorschaltung entsteht.

Arbeitstemperatur bzw. **Arbeitstemperaturbereich:** Temperatur bzw. Bereich, die im Betrieb einzuhalten sind, wenn die Frequenz den Angaben entsprechen soll.

Betriebstemperaturbereich: Bereich, in dem der Quarz — allerdings ohne Rücksicht auf Frequenztoleranzen — betrieben werden darf.

Gesamt-Frequenztoleranz: maximal zulässige **„Ablage"** (Abweichung) von der Nennfrequenz innerhalb des Arbeitstemperaturbereiches bei Nennbelastung und Nenn-Eingangsimpedanz.

Abgleichgenauigkeit der Frequenz: maximal zulässige Ablage (Abweichung) der Arbeitsfrequenz von der Nennfrequenz bei konstanter Temperatur, Nennbelastung und Nenn-Eingangsimpedanz.

Frequenztoleranz über den Arbeitstemperaturbereich: maximal zulässiger Wert der reversiblen Arbeitsfrequenzänderung infolge Änderungen der Umgebungstemperatur innerhalb des Arbeits-Temperaturbereiches.

Quarzbelastung: Leistung, Strom oder Spannung, mit welcher der Quarz beaufschlagt wird.

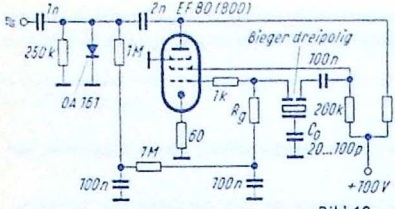
Altern des Quarzes: zeitliche Änderung der Quarz-Eigenfrequenz. Im allgemeinen nimmt die Frequenz langsam und stetig zu.

Frequenzkonstanz: Angegeben durch die innerhalb eines vorgegebenen Zeitabschnittes, der kurz sein aber auch z. B. 24 Stunden betragen kann, auftretende maximale relative Änderung der Frequenz des quarzgesteuerten Oszillators. Sie ist bedingt durch die Konstanz der „Betriebsparameter" (Netzspannung, Temperatur, Belastung, Eingangsimpedanz usw.) sowie durch die Alterung des Quarzes.

Oszillatorschaltungen

Für **1 bis 50 kHz** verwendet man dreipolige Biegerquarze in der **„aperiodischen" Schaltung** nach **Bild 12.** Amplitudenbegrenzung erhöht die Frequenzkonstanz und verhindert Überlastung.

Für **50 kHz bis 20 MHz** verwendet man in der **„aperiodischen" Parallelresonanzschaltung** nach **Bild 13** einen Grundwellenquarz als induktiven Blindwiderstand. Die an den Quarzbuchsen auftretende Kapazität $C_l = C_a \cdot C_g : (C_a + C_g)$ der Schaltung bestimmt



f kHz	R_g
1... 5	2 MΩ
5...35	200 kΩ
35...50	50 kΩ

C_0 zieht den Quarz auf „Null"

Bild 12

mit dem Quarz zusammen die Frequenz. Zum Ziehen der Frequenz dient gegebenenfalls eine veränderbare Gitter-Kathoden-Kapazität. Der Ziehbereich folgt aus der Gleichung

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{C_1}{2}\left(\frac{1}{C_0 + C_{zt1}} - \frac{1}{C_0 + C_{zt2}}\right)$$

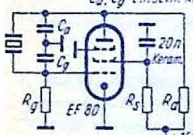
mit Bild 10. Die Quarzbelastung (die Wechselspannung am Quarz) ist durch den Wert des Schirmgitterwiderstandes der Oszillatorröhre zu beeinflussen. Zum Anfachen der Schwingung muß die mittlere Steilheit S folgender Beziehung genügen:

$$S \geq \frac{1}{R_{g1} \cdot \ddot{u} \cdot (1 - \ddot{u})}$$

In dieser Beziehung ist

$$\ddot{u} = \frac{C_a}{C_a + C_g} \quad \text{und} \quad 1 - \ddot{u} = \frac{C_g}{C_a + C_g}$$

C_a, C_g einschl. Röhren- u. Leitungskapazitäten



f kHz	R_g kΩ	R_a kΩ	R_s kΩ	$C_a C_g$ pF	C_f pF
50... 500	150	500	500... 2000	100	50
500...10000	25	80	80... 4000	60	30
10000...20000	25	80	80... 4000	40	20

Bild 13

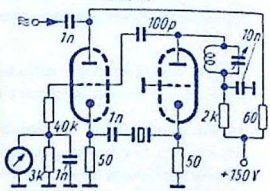


Bild 14

Für **10 bis 100 MHz** verwendet man Oberwellenquarze in der Schaltung nach **Bild 14.** Es ist die für diesen Frequenzbereich erprobte **Buttler-Schaltung.** Güte des Anodenkreises < 100!

Normalfrequenz-Oszillatoren

Für **100 kHz** bei sehr geringer Quarzbelastung dient die Schaltung gemäß **Bild 15.** Für **1...10 MHz** kommt die in **Bild 16** gezeigte Schaltung in Betracht.

Eine zweite Schaltung für **100 MHz** stellt **Bild 17** dar. Die mit den Ventilen erzielte Amplitudenbegrenzung verhütet ein Überlasten des Quarzes

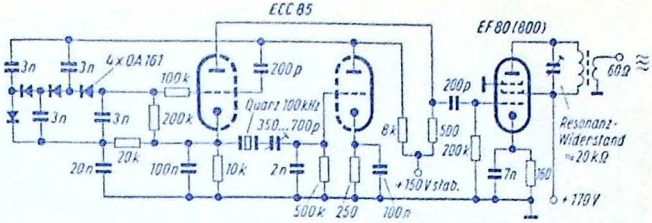


Bild 15

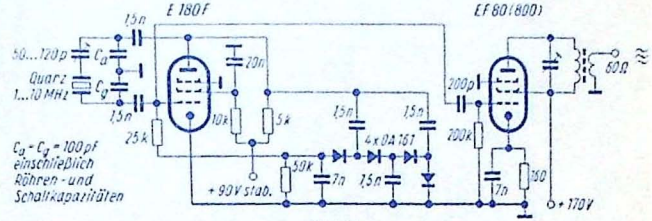
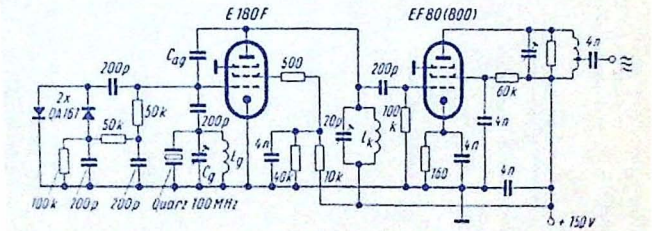


Bild 16

Quarzbelastung

Während des Betriebes ist der Quarz von einem dem Ausmaß seiner mechanischen Schwingungen proportionalen Wechselstrom durchflossen. Die dem Quarz so zugeführte elektrische Leistung deckt die in ihm auftretenden Verluste. Diese erhöhen die Quarz-



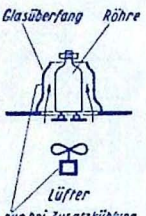
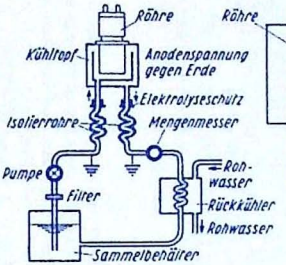
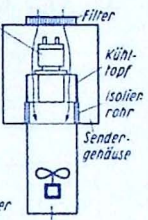
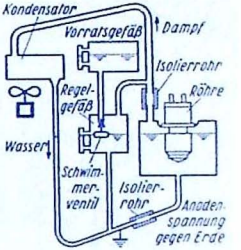
C_g, L_g auf 100 MHz abgestimmt
C_{ag} = 1 pF einschließlich Röhre

Bild 17

temperatur und beeinflussen so die Quarzfrequenz. Die höchstzulässigen Quarzbelastungen sind für die verschiedenen Schnitte über die dafür technisch wichtigen Frequenzbereiche in Bild 11 eingetragen.

Senderöhren-Kühlung

Folgende Zusammenstellung gibt eine Übersicht über die für die TELEFUNKEN-Senderöhren gebräuchlichen Kühlmethoden und ihre Technik. Die Kühlung hat die Summe aus Anodenverlustleistung, Gitterverlustleistung und Heizleistung abzuführen.

Bezeichnung	Strahlungskühlung	Wasserkühlung	Luftkühlung	Siedekühlung
Prinzip:				
	Beispiel mit Zusatzkühlung	Beispiel mit Doppelwandtopf und Wasser-Rückkühlung	Beispiel mit Einwandtopf (Saugkühlung)	Beispiel mit Einwandtopf und Luft-Rückkühlung
Kühlung durch:	Abstrahlen von glühender Anode	Wärmeübergang an (rückgekühltes) vorbeiströmendes Wasser	Wärmeübergang an vorbeiströmende Luft	Verdampfung von strömendem Wasser
Zusatzkühlung mit Luft:	in geschlossenen Geräten oder bei sehr hoher Frequenz	Kopfkühlung bei einigen Typen (siehe Datenblätter)	Kopfkühlung bei einigen Typen (siehe Datenblätter)	Kopfkühlung bei einigen Typen (siehe Datenblätter)

Anodentemperatur etwa:	800°C (dunkel- bis kirschrot glühend)	90°C maximal an Anoden-Außenwand	220...300°C je nach Typ an Anoden-Außen- wand	110°C an Anoden-Außenwand
Anodenaufbau:	Zirkon-überzogenes Molybdänblech oder Graphit in Glaskolben glatt oder Rippen, in einem Stück mit Anode	Kupfer als vakuumbegrenzender Außenmantel glatt oder feine niedrige Rippen, in einem Stück mit Anode	Kupfer als vakuumbegrenzender Außenmantel viele Längsrippen, hart eingelötet	Kupfer als vakuumbegrenzender Außenmantel, viele achsparallele Kanäle dicht unter glatter Oberfläche
Kühltopf:	nur bei Zusatzkühlung Glaszylinder um Röhrenkolben oder „Schornstein" über Röhre	Umkehr-Topf mit zylinderischer Scheidewand zwischen Ein- und Austritt, selten Einwand-Topf	Doppelwand-Topf, Strömung von Flansch zu Anodenboden (früher Saugkühlung genannt) Einwand-Topf, z. B. Strömung von Anodenboden zu Flansch (früher Druckkühlung genannt) oder umgekehrte Strömungsrichtung (Saugkühlung)	Einwand-Topf, Dampfaustritt oben Doppelwand-Topf, Dampfaustritt nach unten (für Kurzwellenbetrieb)
Kühlmittelfilter:	nur für Zusatzkühlung	Grob- und Feinfilter	Staubfilter trocken oder ölbenetzt	—
Kühlmittel-Isolierrohre:	—	Keramik oder Kunststoff	Keramik	z. B. Keramik
Kühlmittel-Elektrolyseschutz:	—	erforderlich	—	erforderlich

Bezeichnung	Strahlungskühlung	Wasserkühlung	Luftkühlung	Siedekühlung
Elektrische Kühlmittel-Leitfähigkeit:	–	bei Reinwasser: 25...150 $\mu S \cdot cm^{-1}$; bei Flußwasser, Leitungswasser: < 400 $\mu S \cdot cm^{-1}$	–	25...150 $\mu S \cdot cm^{-1}$
Kühlmittelmenge je kW etwa:	–	1 l/min (siehe Datenblätter)	1 m^3/min (siehe Datenblätter)	0,03 l/min
Abgeführte Leistung in kW:				
Δt = Kühlmittel - Temperaturzunahme in °C Φ = Kühlmittelfluß Wasser: l/min, Luft und Dampf: m^3/min	–	$\frac{\Delta t \cdot \Phi}{14,9}$	$\frac{\Delta t \cdot \Phi}{49,3}$	37,6 · Φ verdampfendes Wasser 21,9 · Φ entstehender Dampf
Kühlmittel-Eintritts-Höchsttemperatur:	–	45 °C	50 °C	100 °C
Druckabfall am Kühlkörper:	–	0,3...0,5 at	50...200 mm Wassersäule	–

Kühlmittel				
-Mengenmessung:	–	Stauscheiben- bzw. Staukörperprinzip	Staurohr (nur Erst-Einstellung)	–
-Mengenkontrolle:	–	Minimumkontakt an Mengenmesser	Schwenkflügel mit Minimumkontakt	Wasserstandsrohr an Pegelgefäß
-Temperaturmessung:	–	Thermometer	Thermometer	–
-Temperaturkontrolle:	–	Thermometer-Maximumkontakt	Thermometer-Maximumkontakt	–
-Rückkühlung im Wärmeaustauscher durch:	–	Luft (Einkreiskühlung) Rohwasser (Zweikreiskühlung)	–	Luft (Einkreiskühlung) Rohwasser (Zweikreiskühlung)
Folgen zu hoher Verlustleistung oder zu geringer Kühlmittelmenge:	Gasabgabe der Röhreninnenteile Legieren der Blechanode Erweichen des Glaskolbens	Gasabgabe der Röhreninnenteile Sieden des Wassers (Rauschen) Starke Kesselsteinbildung an Anode Durchschmelzen der Anode	Gasabgabe der Röhreninnenteile	Gasabgabe der Röhreninnenteile
Verwertung der Wärme:	–	nicht möglich, da Temperaturgefälle zu gering	über Wärmeaustauscher an Warmwasserheizkreis (selten angewandt)	über Wärmeaustauscher an Warmwasserheizkreis

Messung der dynamischen Transistor-Kennwerte

Zwei Frequenzbereiche

Für hohe Frequenzen 100 kHz...10 MHz bestimmen nachstehende Größen das Verhalten des Transistors in der Schaltung.

Folgende Angaben beziehen sich auf das Messen der Kennwerte für **Emitterschaltung**, die für die Praxis die größte Bedeutung hat.

$y_{ie} = Y_{11}$ = **Kurzschluß-Eingangsleitwert.** (Siehe Seite 40). Hierzu:

$$_kR_e = \frac{1}{g_{ie}} \qquad g_{ie} = \text{Realteil von } y_{ie}$$

$$_kC_e = \frac{b_{ie}}{j \cdot \omega} \qquad b_{ie} = \text{Imaginärteil von } y_{ie}$$

$y_{oe} = Y_{22}$ = **Kurzschluß-Ausgangsleitwert.** (Siehe Seite 40). Hierzu:

$$_kR_i = \frac{1}{g_{oe}} \qquad g_{oe} = \text{Realteil von } y_{oe}$$

$$_kC_a = \frac{b_{oe}}{j \cdot \omega} \qquad b_{oe} = \text{Imaginärteil von } y_{oe}$$

$y_{re} = Y_{12}$ = **Kurzschluß-Übertragungsleitwert rückwärts.** Hierzu:

$$R_{r\ddot{u}} = \frac{1}{g_{re}} \qquad g_{re} = \text{Realteil von } y_{re}$$

$$C_{r\ddot{u}} = \frac{b_{re}}{j \cdot \omega} \qquad b_{re} = \text{Imaginärteil von } y_{re}$$

$y_{fe} = Y_{21}$ = **Kurzschluß-Übertragungsleitwert vorwärts.** Hierzu:

S = Komplexe Steilheit = $y_{fe} - y_{re}$ bzw., bis etwa 10 MHz, da dazu $y_{re} \ll y_{fe}$:

$S \approx y_{fe}$

Der Betrag von S wird entweder $|S|$ oder S geschrieben.

Für niedrige Frequenzen (bis etwa 20 kHz, übliche Meßfrequenz 1 kHz) tritt an Stelle der Steilheit S meist der Stromverstärkungsfaktor β. Außerdem kann hierfür die Rückwirkung normalerweise außer acht bleiben.

Speisung des Transistors

Bild 1 zeigt eine Schaltung, die es ermöglicht, Emittergleichströme (I_E) bis zu etwa 5 mA und Collectorgleichspannungen (U_{CE}) bis zu rund 50 V einzustellen. Diese Schaltung gilt für alle nachstehend behandelten Meßanordnungen. Der Zusammenhang der Schaltungen wird durch die Buchstaben E (Emitter), B (Basis) und C (Collector) hergestellt.

Betrag der Steilheit bei hoher Frequenz

Allgemein ist der Betrag der Steilheit mit Collectorstrom (I_C), Basisspannung (U_{BE}) und Collectorspannung (U_{CE}) so definiert:

$$|S| = S = \left(\frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}}\right)_{U_{CE}} = \text{const.}$$

Für hinreichend geringe Basiswechselspannung (u_{BE}) und entsprechenden Collector-Kurzschlußstrom (i_C) gilt auch

$$S = \left(\frac{i_C}{u_{BE}}\right)_{u_{CE}=0}$$

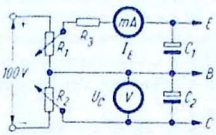


Bild 1

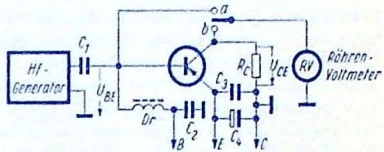


Bild 2

In der Meßschaltung nach **Bild 2** ist nun an Stelle des Stromes i_C der ihm proportionale Wechselspannungsabfall u_{CE} an dem (gegen den Transistor-Innenwiderstand kleinen) Widerstand R_C meßbar.

($i_C = u_{CE} : R_C$). Damit wird für konstante Basiswechselspannung u_{BE} und konstanten Widerstand R_C:

$$S = |S| = \frac{|u_{CE}|}{R_C \cdot |u_{BE}|} = |u_{CE}| \cdot \text{const.}$$

$|S|$ läßt sich also unmittelbar an der in mA/V (= mS) geeichten Skala des Röhrenvoltmeters von Bild 2 ablesen. Um Übersteuerungen des Transistors zu vermeiden, wählt man die Basiswechselspannung kleiner als 10 mV (am besten mit 1 mV). Zwischen Emitter und Masse legt man einen Kondensator mit ausreichender Kapazität, um Meßfehler durch unerwünschte Kopplungen zu verhindern

Zahlenbeispiel: Mit $R_C = 100\,\Omega$ und $u_{BE} = 1$ mV ergibt sich der Betrag der Steilheit des Transistors in mS zu $10 \cdot |u_{CE}|$, wenn $|u_{CE}|$ in mV eingesetzt wird.

Zum Messen regelt man in Stellung a des Schalters $u_{BE} = 1$ mV am Hf-Generator ein und liest in Stellung b den Betrag der Steilheit am Röhrenvoltmeter ab.

Für Transistoren OC 612 erhält man so bei einem Emitterstrom $I_E = 0{,}5$ mA und der Frequenz 470 kHz im Mittel 17 mS. Dieser Wert wächst bis $I_E = 1$ mA etwa proportional dem Emittergleichstrom.

Eingangswiderstand bei hoher Frequenz

Zum Messen des Transistor-Eingangswiderstandes ist bei hohen Frequenzen die Substitutionsmethode zu empfehlen. Dabei wird ein mit konstantem Wechselstrom gespeister Schwingkreis zunächst durch den Wirkwiderstand des ihm parallel geschalteten Meß-

objektes bedämpft und abgestimmt. Dann ersetzt man das Meßobjekt durch einen regelbaren, geeichten Wirkwiderstand R_N. Diesen regelt man nach Nachstimmen der Schwingkreiskapazität derart ein, daß sich für den Schwingkreis wieder die ursprüngliche Dämpfung ergibt. Der so erhaltene Wert von R_N ist gleich dem Kehrwert ${}_k R_e$ des Wirkanteiles des Meßobjektleitwertes y_{ie} (dessen Realteil), während der Differenz der jeweiligen Schwingkreiskapazitäten dessen Blindzweig (Imaginärteil seines Leitwertes) entspricht (Bild 3). Diese Methode gestattet Messungen von Eingangsleitwerten entsprechend ${}_k R_e = 20\,\Omega$ bis 10 kΩ (Widerstand des Wirkzweiges). Der regelbare Widerstand R_N muß bei der Meßfrequenz geeicht werden, um Meßfehler durch Frequenzabhängigkeit zu vermeiden. Da die Transistor-Eingangskapazität besonders bei niedrigen Frequenzen beträchtliche Werte annehmen kann, ist eine große Schwingkreiskapazität zweckmäßig. Dabei soll aber der Parallelresonanzwiderstand des Kreises 50 kΩ nicht unterschreiten. Es empfiehlt sich, den konstanten Wechselstrom an den Schwingkreis über eine Pentode zu liefern. Sie gestattet, den Schwingkreisstrom mit Hilfe der Gittervorspannung in weiten Grenzen zu variieren. Doch kann man den Schwingkreis statt über eine Pentode auch über eine kleine Kapazität (einige pF) speisen.
Die Spannung sollte am abgestimmten Schwingkreis nicht mehr als 10 mV betragen. Sonst können Übersteuerungen des Transistors die Messung verfälschen.

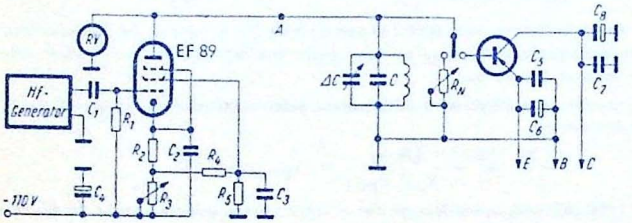


Bild 3

Der Transistor OC 612 hat bei einem Emittergleichstrom $I_E = 0{,}5$ mA, einer Kollektorgleichspannung $U_{CE} = -6$ V und der Frequenz 470 kHz im Mittel einen Eingangswirkwiderstand ${}_k R_e \approx 1{,}2$ kΩ und parallel dazu eine Eingangskapazität ${}_k C_e \approx 300$ pF.

Innenwiderstand bei hoher Frequenz

Auch dieser wird nach der Substitutionsmethode gemessen. Der Kehrwert ${}_k R_i$ des Realteiles von y_{oe} hat jedoch einen um etwa zwei Zehnerpotenzen höher liegenden Wert als der des Eingangswiderstandes. Die Ausgangskapazität beträgt 10...50 pF. Dieses bedingt einen höheren Parallelresonanzwiderstand R_0 des Kreises ($R_0 > 100$ kΩ).
Bei derart hohen Widerstandswerten ist eine frequenzunabhängige Eichung regelbarer Widerstände nicht mehr möglich. Daher verwendet man hier — an Stelle des oben erwähnten Widerstandes R_N — besser eine in Gitterbasisschaltung betriebene Pentode. Deren Eingangswiderstand ist — bis zu etwa 10 MHz praktisch unabhängig von der Frequenz — ihrer Steilheit umgekehrt proportional. Die Steilheit kann man mittels der Gittervorspannung in weiten Grenzen regeln. So lassen sich z. B. mit einer EF 89 in

Gitterbasisschaltung Eingangswiderstände von 500 Ω bis 1 MΩ herstellen. Dabei ist das zum Regeln der Gittervorspannung benutzte Potentiometer unmittelbar in Werten des Röhren-Eingangswiderstandes eichbar. Die Gleichspannungsversorgung der Röhre muß stabilisiert sein. Sonst wirken sich Netzspannungsschwankungen auf die Gittervorspannung der Röhre aus.

Bild 4 zeigt eine Gitterbasisschaltung der EF 89 mit drei umschaltbaren Gittervorspannungsteilern. Diese gestatten es, den Röhren-Eingangswiderstand zwischen 1 kΩ und 1 MΩ in drei dekadischen Bereichen beliebig zu wählen. An den Regelwiderständen $R_6 \dots R_{11}$ lassen sich die drei Bereiche überlappend einstellen. Die Schaltung der EF 89 zum Speisen des Schwingkreises sowie die Anschlüsse des Hf-Generators und des Röhrenvoltmeters erfolgen gemäß Bild 3.

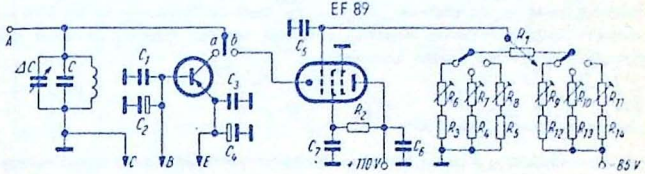


Bild 4

Komplexe Rückwirkung bei hoher Frequenz

Um sie zu bestimmen, verwendet man eine Brückenanordnung (Bild 5), in der die Rückwirkung durch eine geeichte regelbare Kapazität C_N und einen hierzu nebengeschalteten geeichten Regelwiderstand R_N neutralisiert wird.

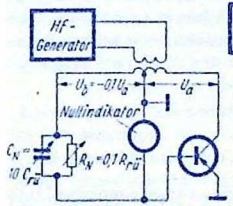


Bild 5

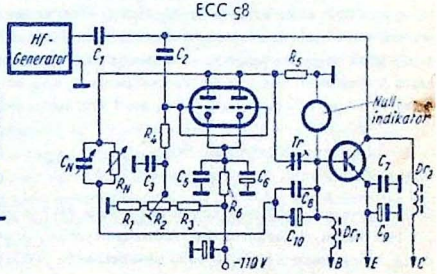


Bild 6

Man wählt ein Brückenverhältnis 1 : 10. Damit läßt sich die recht kleine Rückwirkungskapazität $C_{rü}$ durch die zehnfache Kapazität kompensieren. Diese kann man in der Praxis besser beherrschen. Außerdem wird damit der oft recht große Rückwirkungswiderstand $R_{rü}$ (bis einige 100 kΩ) durch einen zehnmal kleineren Widerstand R_N neutralisiert.

Der in Bild 5 eingezeichnete Übertrager müßte in dem Bereich von 100 kHz bis 10 MHz bei Gegenphasigkeit ein konstantes Verhältnis der beiden Sekundärspannungen u_a und u_b gewährleisten. Vorteilhafter ist es, die Spannung $u_b = -0{,}1 \cdot u_a$ durch eine von u_a gesteuerte Röhre zu erzeugen (**Bild 6**).

Der Außenwiderstand R_a der Röhre muß klein sein (10 Ω), damit die Anodenwechselspannung u_b von der Belastung durch R_N und C_N weitgehend unabhängig bleibt. Die Röhre ECC 85 erfüllt diese Forderung gut, wenn ihre beiden Systeme parallel geschaltet werden. Die Spannungsverstärkung regelt man mit der Gittervorspannung an einem einstellbaren Spannungsteiler auf den Wert 0,1 ein.

Der Hf-Generator soll eine Spannung von etwa 0,1 V abgeben. Zur Anzeige des Spannungsminimums bei abgeglichener Brücke an der Basis des Transistors ist ein Röhrenvoltmeter mit logarithmischem Ausschlag vorteilhaft. Mit dem Trimmer Tr lassen sich Fassungs- und Schaltkapazitäten kompensieren.

Stromverstärkung β bei 1 kHz

Die Stromverstärkung β ist das Verhältnis des Ausgangswechselstromes zum Eingangswechselstrom bei kurzgeschlossenem Ausgang: für die Emitterschaltung

$$\beta = \left(\frac{i_C}{i_B} \right)_{u_{CE} = 0}$$

Das Meßprinzip (**Bild 7**) ist dem der Steilheitsmessung ähnlich. Doch wird an Stelle einer konstanten Eingangsspannung eine konstante Einströmung benutzt. Diese erreicht man am besten über einen Widerstand R_G, dessen Wert gegen den des Transistor-Eingangswiderstandes hinreichend groß ist. Der Collector-Kurzschlußstrom i_C wird als Spannungsabfall an einem gegen den Innenwiderstand des Transistors sehr kleinen Widerstand R_C bestimmt. Somit ist die Wechselspannung u_{CE} an dem Widerstand R_C proportional β. Mit u_G = Klemmenspannung des 1 kHz-Generators gilt

$$\beta = \frac{|u_{CE}| \cdot R_G}{|u_G| \cdot R_C} = |u_{CE}| \cdot \text{const.}$$

Beim Messen von β läßt man also über die Basis des Transistors einen konstanten Wechselstrom fließen und bestimmt die Wechselspannung u_{CE} an R_C. Das Anzeigeinstrument des Röhrenvoltmeters für u_{CE} kann unmittelbar in β-Werten geeicht werden.

Übersteuerungen des Transistors müssen vermieden werden. Deshalb muß man mit kleinem Eingangswechselstrom arbeiten. Dies ist der Fall, wenn

$$u_G = \frac{0{,}5 \cdot I_E \cdot R_G}{\beta} \qquad \text{worin}$$

I_E = Emittergleichstrom und β = zu erwartende Stromverstärkung.

Beträgt z. B. die Klemmenspannung des Generators 1 V und ist der Widerstand R_G = 100 kΩ, so fließen 10 μA Wechselstrom in die Basis des Transistors. Wählt man R_C = 100 Ω, so ist $\beta = u_{CE}$, wenn u_{CE} in mV abgelesen wird.

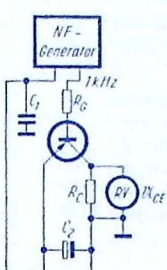


Bild 7

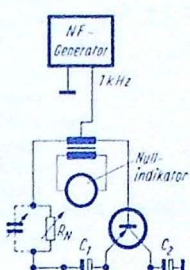


Bild 8

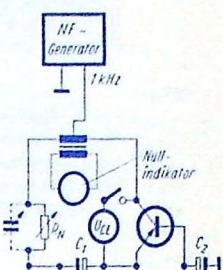


Bild 9

Eingangs- und Innenwiderstand bei 1 kHz

Man mißt diese Widerstände in Brückenschaltungen. Meist sind Transistor-Eingangs- und Innenwiderstand mit für 1 kHz vernachlässigbar kleinen kapazitiven Blindenanteilen behaftet, so daß sie hierfür noch als reell angesehen werden dürfen. Sollte der kapazitive Anteil in bestimmten Sonderfällen — z. B. für höhere Frequenzen — stärker bemerkbar werden, so kann man diesen in der Brückenanordnung leicht messen, indem man dem regelbaren Normalwiderstand R_N eine geeichte veränderbare Kapazität C_N nebenschaltet.

Bild 8 zeigt eine Brückenschaltung für ${}_kR_e$-Messungen, Bild 9 eine ähnliche Schaltung für ${}_kR_i$-Messungen. Ein gesondertes Messen der Collectorgleichspannung ist bei der ${}_kR_i$-Brücke notwendig, obschon der Gleichspannungsabfall am Generatoreingang und an der Übertragerwicklung klein gehalten werden soll. Die in der ${}_kR_e$-Brücke der Basis des Transistors zugeführte Wechselspannung muß hinreichend klein sein (Größenordnung 10 mV), da in der Beziehung

$$ {}_kR_e = \left(\frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B}\right)_{U_{CE}=\text{const.}} $$

die Spannung Basis gegen Emitter (U_{BE}) dem Basisstrom I_B nicht proportional ist. Für hohe Wechselspannung u_{BE} an der Basis würden sich Fehler ergeben. Bei der ${}_kR_i$-Messung darf der Effektivwert derdem Collector zugeführten Wechselspannung CE maximal 0,5 · U_{CE} betragen.

Schaltteillisten

Die in den Schaltbildern eingetragenen Transistoren stellen die Meßobjekte dar.

Zu Bild 1

R_1, R_2	Drahtpotentiometer	5 kΩ	2 W
R_3	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,5 W
C_1, C_2	Elektrolytkondensatoren	50 µF	70/80 V

Zu Bild 2

R_C	Schichtwiderstand	100 Ω	0,5 W 1%
C_1, C_2	Papierkondensatoren	0,1 µF	125 V
C_3	Styroflexkondensator	20 nF	125 V
C_4	Elektrolytkondensator	25 µF	30/35 V
Dr	Drosselspule 500 µH 220 Wdg. Kreuz	0,15 CuLS	Kern FC-M 7

Zu Bild 3

R_1	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,5 W
R_2	Schichtwiderstand	500 Ω	0,5 W
R_3	Schichtpotentiometer	5 kΩ	linear
R_4	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,5 W
R_5	Schichtwiderstand	30 kΩ	0,5 W
R_N	Schicht-Drehwiderstand	10 kΩ	pos. logarithmisch
C_1	Styroflexkondensator	500 pF	125 V
C_2, C_3	Papierkondensatoren	0,1 µF	125 V
C_4	Elektrolytkondensator	8 µF	250 V
C_5, C_7	Styroflexkondensatoren	20 nF	125 V
C_6	Elektrolytkondensator	10 µF	30/35 V
C_7	Elektrolytkondensator	2 µF	70/80 V
AC	Drehkondensator	2 × 500 pF	parallel
C	Keramikkondensator	je nach Meßfrequenz	
L	Kreuzwickelspule, Kern: FC-M 7	je nach Meßfrequenz	
	Pentode EF 89		

Zu Bild 4

R_1	Schicht-Drehwiderstand	10 kΩ	
R_2	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,5 W
R_3, R_5	Schichtwiderstände	60 kΩ	0,5 W
R_4	Schichtwiderstand	40 kΩ	0,5 W
R_6, R_{11}	Einstellwiderstand	5 kΩ	0,2 W
R_7, R_8	Einstellwiderstand	10 kΩ	0,2 W
R_9	Einstellwiderstand	500 Ω	0,2 W
R_{10}	Einstellwiderstand	2,5 kΩ	0,2 W
R_{12}	Schichtwiderstand	3 kΩ	0,5 W
R_{13}	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,5 W
R_{14}	Schichtwiderstand	30 kΩ	0,5 W

C_1, C_3	Styroflexkondensatoren	20 nF	125 V
C_2, C_4	Elektrolytkondensatoren	2 µF	70/80 V
C_5, C_6, C_7	Papierkondensatoren	0,1 µF	125 V
ΔC	Drehkondensator 100 pF		
C	Keramikkondensator } je nach Meßfrequenz		
L	Spule auf Kern FC-M 7 }		
	Pentode EF 86		

Zu Bild 6

R_1	Schichtwiderstand	150 kΩ	0,5 W
R_2	Schicht-Drehwiderstand	50 kΩ	linear
R_3	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,5 W
R_4	Schichtwiderstand	500 kΩ	0,25 W
R_5	Schichtwiderstand	10 Ω	0,5 W
R_6	Schichtwiderstand	2,5 kΩ	2 W
R_N	Schicht-Drehwiderstand	100 kΩ	pos. logarithmisch
C_1, C_5, C_7, C_{10}	Styroflexkondensatoren	20 nF	125 V
C_2	Styroflexkondensator	10 nF	125 V
C_3	Papierkondensator	0,1 µF	125 V
C_4	Elektrolytkondensator	8 µF	250/285 V
C_6	Elektrolytkondensator	50 µF	125 V
C_8	Elektrolytkondensator	1 µF	12/15 V
C_9	Elektrolytkondensator	50 µF	12/15 V
C_N	Drehkondensator	500 pF	Rotor nicht geerdet
Tr	Trimmer	3...30 pF	
Dr_1, Dr_2	Drosselspulen 500 µH, 220 Wdg. Kreuz 0,15 CuLS Kern: FC-M7		
	Doppeltriode ECC 85		

Zu Bild 7

R_G	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,5 W 1%
R_C	Schichtwiderstand	100 Ω	0,5 W 1%
C_1	Papierkondensator	0,1 µF	125 V
C_2	Elektrolytkondensator	100 µF	30/35 V

Zu Bild 8

R_N	Widerstandsdekaden	10 Ω...10 kΩ	
	oder geeichtes Potentiometer	10 kΩ	
C_1	Elektrolytkondensator	500 µF	12/15 V
C_2	Elektrolytkondensator	100 µF	30/35 V

Zu Bild 9

R_N	Widerstandsdekaden	1 kΩ...1 MΩ	
	bzw. geeichter Drehwiderstand	1 MΩ	
C_1, C_2	Elektrolytkondensatoren	100 µF	30/35 V
C_N	Drehkondensator	250 pF	

Selbstschwingende Mischstufe und Zf-Verstärker mit Transistoren

Grundsätzliches

Hochfrequenz-Flächentransistoren mit homogen dotierter Basis sind bis zu etwa 10 MHz verwendbar. Wegen der Ladungsträger-Laufzeiten (durch innere Kapazitäten darstellbar) im Verein mit dem unvermeidlichen Basiswiderstand beginnt der Verstärkungsabfall zwischen 0,5 und 2 MHz.

Somit kann man bei der heute für Röhren eingeführten Zwischenfrequenz von ca. 470 kHz hinreichend verstärken und auch die zur kürzesten Mittelwelle (1,63 MHz) gehörende Oszillatorfrequenz von rund 2,1 MHz noch gut darstellen.

Größte Nf- und Hf-Verstärkung erzielt man im allgemeinen in Emitterschaltung — also mit der Basis als Steuerelektrode.

Jedoch sinkt die Verstärkung der zunächst ungünstigeren Basisschaltung mit wachsender Frequenz langsamer ab, so daß sich diese Schaltung in der Nähe der oberen Grenzfrequenz als günstiger erweist. Daher sind für den Oszillator die Basisschaltung, aber für die Mischstufe wie für die Zf-Stufen die Emitterschaltung zu wählen.

Um Temperatureinflüsse und Streuungen der Kennwerte unschädlich zu machen, muß man den Transistor-Arbeitspunkt auch für Hf-Schaltungen stabilisieren. Das geschieht am besten durch Einschalten eines für Wechselstrom durch einen Kondensator überbrückten Widerstandes in die Emitterleitung und durch Festhalten der Basisspannung mittels eines an die Betriebsspannung gelegten Spannungsteilers.

Im Transistor ergeben sich — vergleichbar mit der Triode — Rückwirkungen durch Basis- oder Emitterwiderstand, durch innere Kapazitäten und durch Abhängigkeit der Collector-Sperrschichtdicke von der Collectorspannung.

In Hf- und Zf-Stufen muß man die gesamte Rückwirkung einigermaßen neutralisieren, um so größtmögliche Verstärkung und symmetrische Durchlaßkurven zu erzielen. Dazu werden komplexe Neutralisationswiderstände benötigt. Die Mischstufe braucht nicht neutralisiert zu werden.

Für die Kurzschluß-Steilheit S des Transistors gilt — der Röhre entsprechend:

$$S = \left(\frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}}\right)_{U_{CE} = \text{const.}}$$

Darin bedeuten:

I_C Collectorstrom

U_{BE} Spannung Basis gegen Emitter

U_{CE} Spannung Collector gegen Emitter

Das Verhalten des Transistors und der Röhre bei höheren Frequenzen macht die strenge Analogie zwischen diesen beiden Bauteilen besonders deutlich. Der einzige Unterschied liegt darin, daß die Grenzfrequenz der heutigen Transistoren um einige Zehnerpotenzen

niedriger liegt als die der modernen Röhren. Überführt man die Transistorelektroden auf folgende Weise in die Röhrenelektroden:

Emitter → Kathode
Basis → Gitter
Collector → Anode,

so entsprechen sich die folgenden Grundschaltungen vollständig:

Kathodenbasisschaltung → Emitterschaltung
Gitterbasisschaltung → Basisschaltung
Anodenbasisschaltung → Collectorschaltung.

Damit lassen sich alle bekannten Röhrenschaltungen grundsätzlich auf den Transistor übertragen. Hierzu sei erwähnt: Die Röhre entspricht dem Transistor auch insofern, als sie in unmittelbarer Nähe ihrer Grenzfrequenz (400...1000 MHz) in Gitterbasisschaltung eine höhere Verstärkung ermöglicht als in Kathodenbasisschaltung, während dies für tiefere Frequenzen umgekehrt ist (siehe oben).

Mittelwellen-Eingangsschaltung

Als Eingangsschaltung dient eine additive, in Dreipunktschaltung selbstschwingende Mischstufe **(Bild 1)**. Die Basis liegt für die Oszillatorfrequenz Hf-mäßig über die Koppelspule des Ferritantennenkreises und die Abblockung C_6 an Masse. Hohe Schwingsicher-

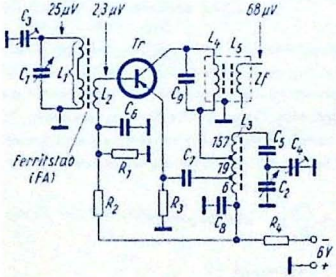


Bild 1

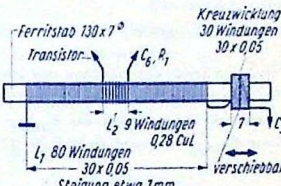


Bild 2

heit und stabile Oszillatorfrequenz werden dadurch erreicht, daß außer dem Rückkopplungskondensator zum Emitter (C_7) auch der Collector in Reihe mit dem ersten Zf-Kreis an eine Anzapfung der Oszillatorspule L_3 gelegt ist. Die Widerstände R_1, R_2 und R_3 dienen zur Stromstabilisierung.

Der Ferritantennenkreis (L_1, C_1, C_3) wird an den Eingang des Transistors mittels der Koppelspule L_2 angepaßt. Der Eingangswiderstand des Mischtransistors liegt in dieser Schaltung für eine Eingangsfrequenz von 1 MHz bei 2 kΩ. Es ergeben sich: Oszillatorspannung am Emitter gemessen etwa 250 mV, Emitterstrom 0,33 mA.

Bild 2 zeigt eine günstige Wicklungsanordnung für den Ferritantennenstab mit verschiebbarer Spule für L-Abgleich des Antennenkreises.

Der Innenwiderstand des Mischtransistors liegt für die Zwischenfrequenz in der Schaltung nach Bild 1 bei 90 kΩ. Die Eingangsimpedanz des ersten Zf-Übertragers ist der gewünschten Selektion gemäß zu wählen.

Die Mischverstärkung (Verhältnis der an den ersten Zf-Transistor abgegebenen Leistung zu der aus dem Antennenkreis aufgenommenen Leistung) beträgt 28 dB.

Die Rauschzahl dieser Schaltung ist kleiner als 10 (bei einer Eingangsfrequenz von 1 MHz mit einer Vielzahl von Transistoren gemessen).

Zf-Verstärker für 470 kHz mit Diodengleichrichter

Die für den abgestimmten Zf-Verstärker wesentlichen Kennwerte des Transistors Type OC 612 sind zu dem durch $U_{CB} = -6$ V und $I_E = 0{,}5$ mA festgelegten Arbeitspunkt (siehe auch Seite 350):

Steilheit (Betrag)	$\lvert \underline{S} \rvert = 17$ mA/V
Eingangswiderstand (Collector mit Emitter kurzgeschlossen)	${}_kR_e = 1{,}2$ kΩ
Innenwiderstand (Basis mit Emitter kurzgeschlossen)	${}_kR_i = 50$ kΩ
Rückwirkungskapazität	$C_{r\ddot{u}} = 8 \ldots 14$ pF
Rückwirkungswiderstand	$R_{r\ddot{u}} = 300$ kΩ

Die niedrigen Werte von Eingangs- und Innenwiderstand verlangen ein Anpassen an die im Ein- und Ausgang angeordneten Abstimmkreise. Dabei ist die für den gesamten Zf-Verstärker gewünschte Bandbreite B_{ges} zu berücksichtigen. Für maximale Leistungsverstärkung $V_{P\max}$ der einzelnen Zf-Stufe gilt bei Einzelkreiskopplung allgemein:

$$V_{P\max} = \frac{\lvert \underline{S} \rvert^2 \cdot {}_kR_e \cdot {}_kR_i}{4} \cdot \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)^2$$

Hierzu gehört:

$$\ddot{u}_1^2 = C \cdot {}_kR_i \cdot B_1 \cdot \pi \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)$$

$$\ddot{u}_2^2 = \frac{{}_kR_e}{{}_kR_i}\,\ddot{u}_1^2$$

worin $\ddot{u}_1$ Übersetzungsverhältnis von der Schwingkreisspule zum Collector (≤ 1),

$\ddot{u}_2$ Übersetzungsverhältnis von der Schwingkreisspule zur Basis (≤ 1)

C Kreiskapazität,

B_1 gewünschte Bandbreite des Einzelkreises mit zugehöriger Schaltung,

B_0 Bandbreite des Kreises allein.

Mit $\ddot{u}_1 = 1$ (Ausgangskreis voll am Collector) folgt die Kreiskapazität aus der für $\ddot{u}_1$ geltenden Beziehung zu

$$C = \frac{1}{{}_kR_i \cdot B_1 \cdot \pi\left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)}$$

Die maximale Leistungsverstärkung hängt also außer von den Transistorkennwerten nur vom Verhältnis B_0/B_1 ab. Die Bandbreite B_1 zum einzelnen Kreis ergibt sich aus der gewünschten Gesamtbandbreite B_{ges}. Daher kann man nur durch Verringern von B_0, also durch Erhöhen der Kreisgüte, etwas gewinnen. Mit Rücksicht auf die Abstimmstabilität der Zf-Kreise sollte dabei jedoch $\frac{B_0}{B_1} < 0{,}3$ bleiben. Die Frequenz erscheint in dem Ausdruck für die Leistungsverstärkung nicht. Dennoch sinkt V_{Pmax} bei steigender Frequenz, weil dabei $|\underline{S}|$, ${}_kR_e$ sowie ${}_kR_i$ abnehmen, während das normalerweise realisierbare B_0 zunimmt.

Wird an Stelle eines Einzelkreises ein Bandfilter aus je zwei dem Einzelkreis gleichwertigen Kreisen verwendet, so erhöht sich die Bandbreite gegenüber dem Einzelkreis bei kritischer Kopplung um den Faktor $\sqrt{2}$. Die Übersetzungsverhältnisse an den Bandfilterkreisen liegen gegenüber denen des Einzelkreises ebenfalls um den Faktor $\sqrt{2}$ höher, während die Verstärkung dieselbe bleibt.

Bezeichnet man mit B_{ges} die Zf-Gesamtbandbreite und mit n die Anzahl der Einzelkreise bzw. Bandfilter im Zf-Verstärker, so gilt für einen Einzelkreis:

$$B_{1\ Einzelkreis} = \frac{B_{ges}}{\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}}$$

und für ein Bandfilter:

$$B_{1\ Bandfilter} = \frac{B_{ges}}{\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}}$$

Die in **Bild 3** veranschaulichte Zf-Verstärkerschaltung paßt zu der Eingangsschaltung nach Bild 1. Die zwei Zf-Stufen mit den Transistoren sind grundsätzlich gleichgeschaltet. Daher genügt es, die Verhältnisse an Hand der ersten Zf-Stufe zu erläutern.

Die Widerstände R_1, R_3, R_{10} dienen der Stromstabilisierung. Der Spannungsteiler-Querwiderstand R_{10} liegt mit seinem kalten Ende am Potentiometer R_{11} – dem Arbeitswiderstand der Diode. So gelangt die positive Regelspannung an die Basis des ZF-Transistors T_{r1}. Im übrigen liegen dessen Basis über C_3 und dessen Emitter über die Reihenschaltung von C_1 und C_3 an Masse. Die Masseverbindung seines Collectors ist mit C_2, C_1 und C_2 gegeben. Kippschwingungen im Nf-Gebiet werden durch kleinen Wert des Verhältnisses C_2/C_1 vermieden. Die Kreiskapazität C_4 sowie das Übersetzungsverhältnis zur Sekundärspule des Zf-Eingangsübertragers sind unter Berücksichtigung der Bandbreite für maximale Verstärkung gewählt.

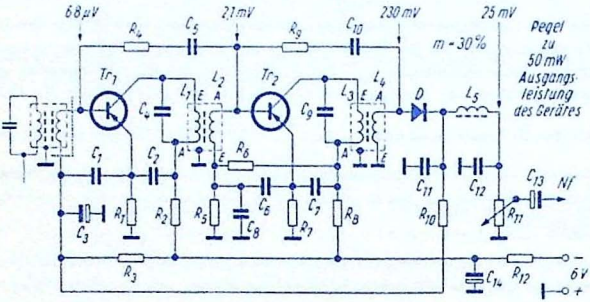


Bild 3

Im Sinne eines geringen Regelleistungsbedarfes und eines hinreichend kleinen Einflusses der Regelung auf die Transistor-Ein- und Ausgangskapazitäten wurde der Emitterstrom des ersten ZF-Transistors T_{r1} mit nur 0,2 mA gewählt. Hiermit betragen die Kennwerte des Transistors Typ OC 612 im Mittel:

$$|\underline{S}| = 7 \text{ mA/V}$$
$$_kR_e = 2{,}5 \text{ k}\Omega$$
$$_kR_i = 150 \text{ k}\Omega$$

Der zwischen Basis und Collektor von T_{r1} auftretende Rückwirkungsleitwert (Y_r) wird durch die Kombination aus C_5 und R_4 neutralisiert. Man beachte die gegensinnige Polung der Spule L_2, von der die Neutralisationsspannung abgenommen wird! Die Neutralisationsbedingung lautet:

$$Y_N = \frac{Y_r}{\ddot{u}_2}$$ worin bedeuten

Y_r wirksamer Rückwirkungsleitwert des Transistors,

Y_N Neutralisationsleitwert, dargestellt durch C_5 und R_4

$\ddot{u}_2$ Übersetzungsverhältnis zwischen L_1 und L_2

Die Zf-Verstärkung beträgt je Stufe etwa 33 dB. Das bedeutet für die Verstärkung des gesamten Zf-Verstärkers bis zur Diode rund 66 dB.

Da die Kennwerte des Transistors vom Arbeitspunkt abhängen, werden bei (automatischer) Regelung der ersten Zf-Stufe Abstimmung wie Bandbreite der unmittelbar an dem Transistor Tr_1 liegenden Resonanzkreise verändert. Mit abnehmendem Collektorstrom nehmen Ein- und Ausgangswiderstand zu und Ein- und Ausgangskapazität ab. Wesentlich stört die Änderung von Ein- und Ausgangswiderstand, da hiermit die Bandbreite im heruntergeregelten Zustand, also bei starken Sendern, schmäler wird.

Abhilfe bringt ein paarweises, gegensinniges Verstimmen zweier Schwingkreise um etwa $\pm$ 2 kHz. Ein Abschwächen durch loseres Ankoppeln der Transistoren an die Kreise wäre mit einem merklichen Verstärkungsverlust verbunden.

Gilt für den nachfolgenden Nf-Verstärker zu einer Ausgangsleistung von 50 mW eine Steuerleistung von 0,63 µW (entsprechend 25 mV an 10 kΩ), so ergeben sich für den ganzen Empfänger die in den Bildern 1 und 3 eingetragenen Pegelwerte. Damit liegt die Mittelwellenempfindlichkeit (gemessen bei 1 MHz Eingangsfrequenz) bei 25 µV am Hochpunkt des Ferritantennenkreises. Umgerechnet auf Normalantenne und Eingangsüberhöhung 1:3 entspricht das einer Empfindlichkeit von etwa 8,5 µV für 50 mW Ausgangsleistung.

Schaltteilliste zu Bild 1

R_1	Schichtwiderstand		2 kΩ	0,1 W	
R_2	Schichtwiderstand		25 kΩ	0,1 W	
R_3	Schichtwiderstand		1,5 kΩ	0,1 W	
R_4	Schichtwiderstand		500 Ω	0,1 W	
C_1, C_2	2-fach-Drehkondensator (NSF 528/2)		ΔC 2 × 183 pF		
C_3, C_4	Trimmer	J C	7 pF		
C_5	Styroflexkondensator		200 pF	125 V	5%
C_6	Papierkondensator		5 nF	125 V	
C_7	Papierkondensator		10 nF	125 V	
C_8	Papierkondensator		50 nF	125 V	
C_9	Styroflexkondensator		500 pF	125 V	
FA	Ferrit-Antennenstab Stemag 03 186		130 × 7		
L_1, L_2	siehe Bild 2				
L_3	Oszillatorspule 0,27 mH, 157 Wdg., Hf-Litze 10 × 0,05, 7 mm breit Kern: FK III M 4				
L_4	ZF-Übertrager*)	0,23 mH, 110 Wdg., Hf-Litze 10 × 0,05			
L_5		19 Wdg., Hf-Litze 10 × 0,05			
Tr	Transistor		OC 613		

*) Bausatz für Einzelkreisfilter F 3A der Firma Vogt u. Co. mbH.

Schaltteilliste zu Bild 3

R_1, R_2, R_7	sowie			
R_8, R_9	Schichtwiderstände		1 kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand		180 kΩ	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand		250 Ω	0,1 W
R_5, R_{10}	Schichtwiderstände		10 kΩ	0,1 W
R_6	Schichtwiderstand		50 kΩ	0,1 W
R_{11}	Drehwiderstand		10 kΩ	pos. log.
R_{12}	Schichtwiderstand		100 Ω	0,1 W
C_1, C_6	Papierkondensatoren		50 nF	125 V
C_2, C_7	Papierkondensatoren		5 nF	125 V
C_3	Elektrolytkondensator		10 µF	6 V
C_4	Styroflexkondensator		300 pF	125 V
C_5	Keramikkondensator		110 pF	
C_8	Papierkondensator		0,1 µF	125 V
C_9	Styroflexkondensator		1 nF	125 V
C_{10}	Keramikkondensator		35 pF	
C_{11}	Papierkondensator		10 nF	125 V
C_{12}	Papierkondensator		1 nF	125 V
C_{13}	Elektrolytkondensator		2 µF	6 V
C_{14}	Elektrolytkondensator		50 µF	8 V
L_1	Zf-Übertrager*)	0,35 mH, 136 Windungen	Hf-Litze	7 × 0,05
L_2		12 Windungen	Hf-Litze	10 × 0,05
L_3	Zf-Übertrager*)	0,113 mH, 78 Windungen	Hf-Litze	10 × 0,05
L_4		29 Windungen	Hf-Litze	10 × 0,05
L_5	Drosselspule	0,5 mH, 210 Windungen Kern: FK III M 4	0,1 CuLS	
T_{r1}, T_{r2}	Transistoren		OC 612	
D	Germanium-Diode		OA 160	

*) Bausatz für Einzelkreisfilter F 3A der Firma Vogt u. Co. mbH.

Transistor-Nf-Verstärker mit Gegentakt-Endstufe

Vorbemerkung

Die hier folgenden Berechnungsunterlagen beziehen sich beispielsweise auf 6,5 V Batteriespannung und etwa 640 mW Ausgangsleistung für Vollaussteuerung und gestatten es, die in der Praxis üblichen Verhältnisse zu berücksichtigen. Sie betreffen einen Nf-Verstärker mit Gegentakt-Endstufe in B-Betrieb und Treiberstufe ohne oder mit Vorstufe (**Bilder** 1 und 2).

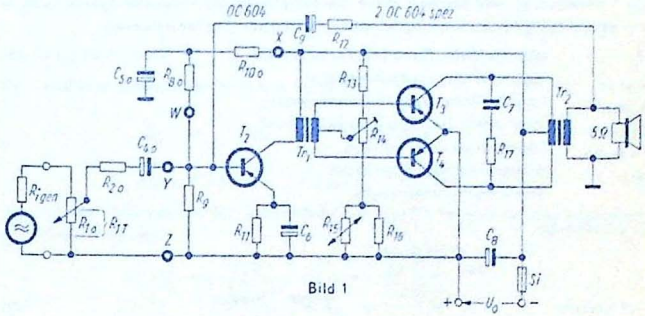


Bild 1

Temperaturkompensation und Gegenkopplung werden behandelt. Die Zahlenbeispiele setzen eine Bestückung mit den Transistoren OC 604 und OC 604 spez. voraus. Dasselbe gilt für die Bilder 4...8, 11 und 12. In **Bild 3** sind die positiven Richtungen der Transistor-Spannungen und -Ströme festgelegt.

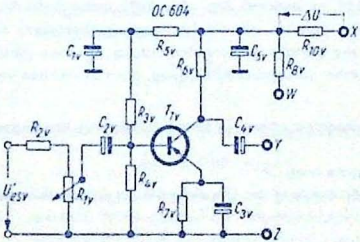


Bild 2

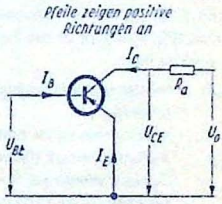


Bild 3

Beim Berechnen von Transistorverstärkern ist – im Gegensatz zu Röhrenverstärkern – die Umgebungstemperatur zu beachten. Von ihr hängt die höchstzulässige Transistor-Verlustleistung ab. Maximale Umgebungstemperatur und Kühlmöglichkeiten für die Transistoren, aber auch Höhe und Konstanz der Speisespannung sind im allgemeinen verschieden.

Als Einheiten liegen den Formeln zugrunde: Länge cm, Fläche cm^2, Spannung V, Strom A, Leistung W, Widerstand Ω, magnetisches Spannungsgefälle (Feldstärke) A/cm, magnetische Felddichte Gauß, Kapazität F.

Transistor-Verlustleistung

Die Transistor-Verlustleistung ist für die hier in Frage kommende Emitterschaltung nur wenige Prozent größer als die Collectorverlustleistung allein. Deshalb darf letztere gleich der Gesamtverlustleistung gesetzt werden. Das geschieht hier.

Die Verlustleistung wird begrenzt durch die Temperatur der Transistor-Sperrschicht. In den darauf bezüglichen Zusammenhängen sind folgende Größen enthalten:

P_v	höchstzulässige Transistor-Verlustleistung
$t_{u\,max}$	maximale Umgebungstemperatur,
$t_{j\,max}$	höchstzulässige Sperrschichttemperatur,
$R_{i\,therm}$	thermischer Transistor-Innenwiderstand,
$R_{a\,therm}$	Wärmeaustauschwiderstand,
A	wärmeabgebende Oberfläche,
σ	Wärmeaustauschkonstante.

Es gilt zunächst:

$$R_{a\,therm} = \frac{1}{\sigma \cdot A} \tag{1}$$

und hiermit:

$$P_v = \frac{t_{j\,max} - t_{u\,max}}{R_{i\,therm} + R_{a\,therm}} \tag{2}$$

Gegentakt-Endstufe

Die Rechnungen werden für Vollaussteuerung durchgeführt. Das ist die Aussteuerung bis zum Beginn eines Abkappens des Sinusverlaufes. Geht man über diese Grenze so weit hinaus, daß dazu 10% Klirrgrad auftritt, so bedeutet das etwa 20% mehr Endstufenleistung. Ungefähr ebenso groß sind die Verluste, die sich im Ausgangsübertrager ergeben. Somit ist die für Vollaussteuerung berechnete Endstufenleistung P_a etwa gleich der bei 10% Klirrgrad an den Lautsprecher abgegebenen Leistung. Zum Berechnen von P_a braucht man:

U_{CCs}	Scheitelwert der Wechselspannung zwischen den beiden Collectoren der Gegentaktstufe,
U_b	Speisespannung (= Batteriespannung),
R_{CC}	Außenwiderstand (Belastungswiderstand der Gegentakt-Endstufe zwischen den beiden Collectoren),
I_{Cs}	Scheitelwert des Collectorstromes.

Für Vollaussteuerung kann man zunächst ansetzen:

$$U_{CCs} \approx 2\,U_b$$

Damit wird unter der hier zulässigen Annahme $P_v \approx$ Collectorverlustleistung:

$$R_{CC} = \left(\frac{2\,U_b}{\pi}\right)^2 \cdot \frac{1}{P_v} = 0{,}4\,\frac{U_b^2}{P_v} \quad \text{und} \tag{3}$$

$$I_{Cs} \approx 4 \frac{U_b}{R_{CC}} \tag{4a}$$

Zu diesem Wert von I_{Cs} entnimmt man aus **Bild 4** die Collector-Restspannung $U_{C\,rest}$, bis zu der die Betriebsspannung bei Vollaussteuerung durchgesteuert wird. Bei deren Unterschreiten nimmt der Collectorstrom stark ab.

Hiermit wird der Collectorstrom-Scheitelwert nun genauer ermittelt:

$$I_{Cs} = \frac{4\,(U_b - U_{C\,rest})}{R_{CC}} \tag{4b}$$

Hieraus gewinnt man:

I_C mittlerer Collectorgleichstrom je Transistor

$$I_C = \frac{1}{\pi} \cdot I_{Cs} \qquad \text{sowie} \tag{5}$$

$$U_{CCs} = 2\,(|U_b| - |U_{C\,rest}|) \qquad \text{und damit} \tag{6}$$

P_a von den Transistoren der Gegentaktstufe an R_{CC} für Vollaussteuerung abgegebene Gesamtleistung

$$P_a = \left(\frac{U_{CCs}}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{1}{R_{CC}} = \frac{2\,(U_b - U_{C\,rest})^2}{R_{CC}} \tag{7}$$

Gegentakt-Ausgangstransformator

Hier folgt der Berechnungsgang für die wichtigsten Daten dieses Transformators. Es gilt:

L_{CC} Eingangsinduktivität des Gegentakttransformators von Collector zu Collector. Zugehöriger induktiver (Leerlauf-) Eingangswiderstand für untere Grenzfrequenz f_u wenigstens gleich R_{CC}:

$$L_{CC} \geq \frac{R_{CC}}{2\,\pi\,f_u} \tag{8}$$

R_d Drahtwiderstand der gesamten Eingangswicklung, angenommen zu

$$R_d \leq 0{,}06 \cdot R_{CC} \tag{9}$$

u_2 Übersetzungsverhältnis des Ausgangstransformators,

w_1 gesamte Windungszahl der Eingangswicklung des Transformators,

w_2 Windungszahl der Ausgangswicklung,

R_T Arbeitswiderstand der Lautsprecher-Triebspule (etwa 1,25 mal deren Drahtwiderstand) hängen so zusammen:

$$u_2 = \frac{w_1}{w_2} \approx 0{,}9 \sqrt{\frac{R_{CC}}{R_T}} \tag{10}$$

(Faktor 0,9 berücksichtigt Spannungsabfall im Transformator.)

Zum Ermitteln der Größe des Eisenkernes hat man folgende Formelzeichen:

Q_E Eisenquerschnitt (brutto) in cm^2,
l_E mittlere Feldlänge im Eisen in cm,
A_w gesamter Wickelraum des Spulenkörpers in cm^2 ($\approx 0{,}7 \cdot$ Fensterfläche),
l_m mittlere Windungslänge in cm,
f_u untere Grenzfrequenz des Übertragers in Hz,
μ_r relative Kernpermeabilität, gegebenenfalls unter Berücksichtigung des Einflusses von Stoßfugen und Luftspalt (ohne Luftspalt meist mit 700 angenommen),
P_a Transformator-Eingangsleistung in W,
B höchster Felddichte-Scheitelwert in Gauß.

Für Gegentakt-Transformatoren mit getrennten Wicklungen gilt:

$$Q_E \sqrt{\frac{A_w}{l_m}} \geqq \frac{250000}{B \cdot f_u} \sqrt{P_a} \tag{11}$$

$$\frac{Q_E \cdot A_w}{l_E \cdot l_m} \geqq 1{,}5 \cdot 10^3 \frac{1}{f_u \cdot \mu_r} \tag{12}$$

An Hand der mit (11) und (12) berechneten Werte kann man aus folgender Tabelle den Kern bzw. den Blechschnitt auswählen.

Daten der für Transistorverstärker wichtigen EI-Kerne gemäß DIN 41302.

Tabelle I

Kernbezeichnung		30	38	42	48	54	60
Q_E	cm^2	1,0	1,6	1,9	2,6	3,2	4,0
$l_E = l_m$	cm	6,0	7,6	8,4	9,6	10,8	12
A_w	cm^2	0,52	0,84	1,0	1,34	1,7	2,1
$\mu_0 \cdot \frac{Q_E}{l_E}$	10^{-9} H	2,1	2,6	2,8	3,4	3,7	4,2
$Q_E \cdot \sqrt{\frac{A_w}{l_m}}$	$cm^{\frac{5}{2}}$	0,29	0,52	0,66	0,97	1,26	1,68
$10^2 \cdot \frac{Q_E \cdot A_w}{l_E \cdot l_m}$	cm	1,4	2,3	2,7	3,8	4,6	5,8
$Q_E \cdot l_E$	cm^3	6,0	12,2	16	25	34	48

Die Windungszahl der gesamten Primärwicklung und die Sekundärwindungszahl errechnen sich mit

μ_0 absolute Permeabilität des leeren Raumes = 1,25 Gauß / (A/cm) so:

$$w_1 = \sqrt{\frac{L_{CC}}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot \frac{Q_E}{l_E}}} \qquad w_2 = \frac{w_1}{\ddot{u}_2} \tag{13}$$

Aus den Windungszahlen und den für die einzelnen Wicklungen in Frage kommenden Bruchteilen des Wicklungs-Gesamtquerschnittes A_w kann man die Windungszahl je cm² (n) gewinnen und dazu aus folgender Tabelle die Drahtdurchmesser entnehmen:

$$n_1 = \frac{w_1}{0{,}47\ A_w} \qquad n_2 = \frac{w_2}{0{,}33\ A_w} \tag{14}$$

0,47 + 0,33 = 0,8. D. h.: 20% des Wickelraumes ist für Drahtanschlüsse, nicht ganz feste Wicklung usw. reserviert.

Tabelle II (für Kupfer-Lack-Draht)

Durchmesser, Widerstand je Meter und Windungszahl n je cm² Wickelraum

⌀ mm	R Ω/m	n w/cm²	⌀ mm	R Ω/m	n w/cm²	⌀ mm	R Ω/m	n w/cm²
0,03	24,8	43 000	0,18	0,69	2 150	0,36	0,172	580
0,04	14,0	28 200	0,19	0,62	1 940	0,38	0,155	520
0,05	8,94	20 500	0,20	0,56	1 780	0,40	0,140	475
0,06	6,21	14 200	0,21	0,507	1 580	0,45	0,110	375
0,07	4,56	11 200	0,22	0,462	1 460	0,50	$8{,}9 \cdot 10^{-2}$	310
0,08	3,49	9 100	0,23	0,422	1 350	0,55	$7{,}4 \cdot 10^{-2}$	252
0,09	2,76	7 400	0,24	0,388	1 260	0,60	$6{,}2 \cdot 10^{-2}$	216
0,10	2,23	6 300	0,25	0,357	1 170	0,65	$5{,}29 \cdot 10^{-2}$	187
0,11	1,85	5 000	0,26	0,330	1 070	0,70	$4{,}56 \cdot 10^{-2}$	164
0,12	1,55	4 300	0,27	0,306	1 000	0,75	$3{,}97 \cdot 10^{-2}$	141
0,13	1,32	3 750	0,28	0,285	950	0,80	$3{,}49 \cdot 10^{-2}$	125
0,14	1,14	3 330	0,29	0,266	890	0,85	$3{,}09 \cdot 10^{-2}$	112
0,15	0,99	2 930	0,30	0,248	830	0,90	$2{,}76 \cdot 10^{-2}$	101
0,16	0,87	2 640	0,32	0,218	720	0,95	$2{,}48 \cdot 10^{-2}$	90
0,17	0,77	2 370	0,34	0,193	650	1,00	$2{,}23 \cdot 10^{-2}$	83

Eingangswerte für die Gegentaktstufe

Die Steuerleistung ist die von der Treiberstufe aufzubringende Leistung. Sie setzt sich also zusammen aus der Eingangsleistung der Gegentaktstufe und den Verlusten im Treibertransformator sowie in dem Spannungsteiler, an dem die Basisanschlüsse der Endtransistoren liegen. Die Verluste kann man der Eingangsleistung etwa gleichsetzen. Damit ergibt sich die Steuerleistung als das Doppelte der Eingangsleistung. Diese wird dargestellt durch das halbe Produkt aus den Scheitelwerten von Basiswechselspannung und Basiswechselstrom. Demzufolge ist:

P_{St} Steuerleistung am Collector des Treibertransistors = Produkt aus beiden Scheitelwerten.

Jeder dieser zwei Scheitelwerte ist durch den an dem einzelnen Transistor der Gegentaktschaltung aussteuerbaren Spannungs- und Strombereich gegeben, da es sich ja um B-Betrieb handelt.

Die Basisspannung wird ausgesteuert zwischen

U_{BEs} Spitzenwert der Spannung, Basis gegen Emitter, erreicht für Vollaussteuerung und

U_{BE0} Basisgrundspannung gegen Emitter.

Der ausgesteuerte Basisstrombereich kann gleich dem

I_{Bs} Basisspitzenstrom gesetzt werden, da hierbei der Basisruhestrom außer acht bleiben darf.

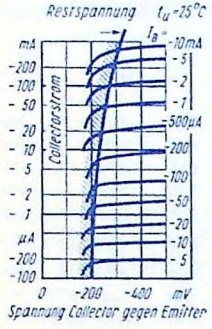


Bild 4

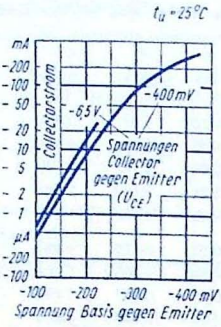


Bild 5

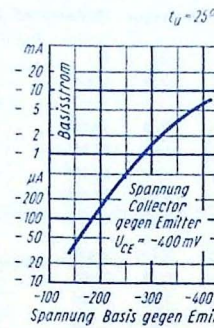


Bild 6

Man entnimmt aus **Bild 5** zu I_{Cs} aus (4b) und einem entsprechend niedrigen Wert der Collectorspannung $|U_{CE}|$ (z. B. $U_{CE} = -400$ mV) die Spannung U_{BEs} für Vollaussteuerung. Hierzu läßt sich in **Bild 6** der Strom I_{Bs} ablesen.

I_{Cr} Collectorruhestrom wählt man für B-Betrieb mit

$$I_{Cr} \approx \frac{P_v}{10\ U_v} \tag{15}$$

Mit I_{Cr} und $U_C \approx U_b$ gewinnt man aus Bild 5 die zu fehlender Aussteuerung gehörende Basis-Grundspannung U_{BE0}. Aus den so ermittelten Werten von U_{BEs}, U_{BE0} und I_{Bs} berechnet man

$$N_{St} \approx (|U_{BEs}| - |U_{BE0}|) \cdot |I_{Bs}| \tag{16}$$

Je niedriger die Betriebsspannung gewählt wird, um so höhere Collectorströme sind erforderlich, und um so größer werden auch die zum Aussteuern notwendigen Basisströme und Basisspannungen. Die für Vollaussteuerung aufzuwendende Steuerleistung steigt so etwa mit dem Kehrwert des Quadrates der Betriebsspannung. Das bedeutet zu gleicher Ausgangsleistung bei 6-V-Betrieb eine viermal so große Steuerleistung wie bei 12-V-Betrieb.

Gemäß **Bild 7** ist der Zusammenhang zwischen U_{BE} und I_C weit weniger linear als der zwischen I_B und I_C. Dieses besagt, daß man hier vorteilhaft mit „Stromsteuerung" arbeitet, also der Treiberstufe einen gegen den Eingangswiderstand der Gegentaktstufe hohen Innenwiderstand gibt. Damit wird auch – im Vergleich zum Fall eines niedrigeren Innenwiderstandes der Treiberstufe – der Einfluß der Lage des Arbeitspunktes auf die Funktion der Gegentaktstufe geringer.

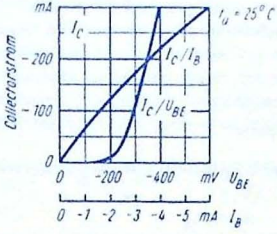


Bild 7

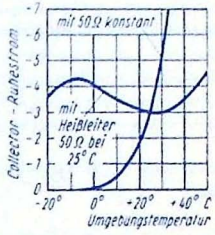


Bild 8

Der Wert des Eingangswiderstandes ergibt sich als Verhältnis der Scheitelwerte der Basiswechselspannung und des Basiswechselstromes zu

$$R_{eg} = \frac{|U_{BEs}| - |U_{BEo}|}{|I_{Bs}|} \tag{17}$$

Stabilisieren des Collector-Ruhestromes (Temperaturstabilisierung) der Gegentaktstufe

Wegen der bei konstantem U_{BE} sehr starken Abhängigkeit der Lage des Arbeitspunktes für B-Betrieb von der Umgebungstemperatur muß der Collectorruhestrom stabilisiert werden. Das geschieht über die Basisvorspannung, indem man in den Spannungsteiler zum Abgriff der Basisgrundspannung einen passenden Heißleiter einfügt (R_{15} in Bild 1). **Bild 8** veranschaulicht die Wirkung des Heißleiters.

Ein zu hoher Teiler-(Quer-)strom würde den Wirkungsgrad des Verstärkers unzulässig verschlechtern. Ein zu geringer Teilerstrom würde hohe Teilerwiderstände erfordern, in denen der Basiswechselstrom einen zu großen Spannungsverlust zur Folge hätte. Das ergäbe eine Einbuße an Verstärkung.

I_T Teilerstrom wird zweckmäßigerweise etwa 1 ... 2 mal so groß gewählt wie der Basisspitzenstrom für Vollaussteuerung. Dazu gehört gemäß **Bild 9**:

$$R_{13} \approx (0{,}5 \ldots 1)\,\frac{U_b}{I_{Bs}} \quad \text{und} \tag{18}$$

$$I_T = \frac{U_b - U_{BEo}}{R_{13}} \tag{19}$$

Der für 25 °C geltende Wert des Heißleiters R_{15} soll gleich oder nur wenig niedriger sein als der Eingangswiderstand R_{eg} der Gegentaktschaltung. Unter der Voraussetzung, daß der Wert des Heißleiterwiderstandes durch den diesen Widerstand durchfließenden Strom nicht nennenswert beeinflußt wird, erhält man mit

$TK_{(25)}$ Temperaturkoeffizient des Heißleiters bei 25 °C

D_{therm} Temperaturdurchgriff des Transistors $= \left(\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta t}\right)_{I_C = \text{const.}}$

(aus Bild 12) für optimalen Ausgleich den Widerstand

$$R_{16} = \frac{1}{\sqrt{\frac{0{,}9 \cdot TK_{(25)} \cdot I_T}{R_{15} \cdot D_{therm}}} - \frac{1}{R_{15}}} \tag{20}$$

Einen Anhaltspunkt für den Wert des Widerstandes R_T (Bild 9) gewinnt man aus folgender Gleichung:

$$R_T = \frac{U_{BE0}}{I_T} - \frac{R_{15} \cdot R_{16}}{R_{15} + R_{16}} \tag{21}$$

Damit man den Collectorruhestrom genau abgleichen kann, führt man R_T als Potentiometer aus (R_{11} in Bild 1).

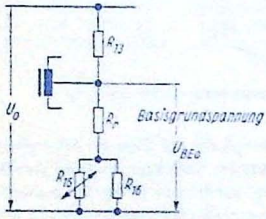


Bild 9

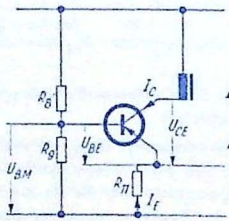


Bild 10

Treibertransformator

Der an der halben Ausgangswicklung zu erzielende Steuerspannungs-Scheitelwert U_{Sts} ist wegen des durch den Basisstrom-Scheitelwert $= I_{Bs}$ im Spannungsteiler bedingten Spannungsabfalles größer als der Basisspannungs-Scheitelwert $|U_{BEs}| - |U_{BE0}|$:

$$U_{Sts} = |U_{BEs}| - |U_{BE0}| + |I_{Bs}| \cdot \left(R_T + \frac{R_{15} \cdot R_{16}}{R_{15} + R_{16}}\right) \tag{22}$$

Der Belastungswiderstand für eine Hälfte der Ausgangswicklung berechnet sich zu

$$\frac{U_{Sts}}{I_{Bs}}$$

Hiermit gilt für

L_{sek} Induktivität einer Sekundärwicklungshälfte des Treibertransformators:

$$L_{sek} \geq \frac{U_{Sts}}{I_{Bs} \cdot 2\pi f_u} \tag{23}$$

Dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}_1$ liegen zugrunde:

U_{CEs} der verfügbare Collectorspannungs-Scheitelwert des Treibertransistors und

U_{Sts} der je Endtransistor benötigte Steuerspannungs-Scheitelwert.

U_{CEs} liegt um die Spannungsabfälle am Emitterwiderstand R_{11} (etwa 0,9 V) und am Widerstand der Treibertransformator-Eingangswicklung (etwa 0,1 U_b) niedriger als die Betriebsspannung U_b. Das bedeutet $U_{Cs} \approx 0{,}9|U_b| - 0{,}9 = 0{,}9\ (|\ U_b\ | - 1)$. Durch den dieser Spannung zugefügten Faktor 0,8 berücksichtigt man die Spannungsabfälle im Transformator. Durch den der Ausgangsspannung U_{Sts} zugefügten Faktor 1,5 schafft man eine Übersteuerungsreserve. Hieraus folgt mit w_2 = gesamte Ausgangswindungszahl:

$$\ddot{u}_1 = \frac{w_1}{w_2} = \frac{0{,}8 \cdot 0{,}9\ (|\ U_b\ | - 1)}{2 \cdot 1{,}5\ U_{Sts}} \approx 0{,}24 \cdot \frac{U_b - 1}{U_{Sts}} \tag{24}$$

Das Eisen des Treibertransformators wird durch den mittleren Collectorstrom vormagnetisiert, was möglicherweise (für Blech mit hoher relativer Permeabilität) einen Luftspalt erfordert. Folgende Tabelle erleichtert die Entscheidung über die Wahl eines Luftspaltes.

Tabelle III

$10^3 \cdot$ Luftweglänge / Eisenweglänge		Permenorm 3601				Dynamoblech IV			
		0	1	2	3	0	1	2	3
H_{gleich}	A/cm	0,5	2	6	10	2	5	10	14
μ_r		1000	600	330	220	250	200	160	120
$\mu_r \cdot H^2_{gleich}$	$(A/cm)^2$	250	2400	12000	22000	1000	5000	16000	24000

Zunächst legt man das Wertepaar H_{gleich}, μ_r für Luftweglänge = 0 zugrunde, was wechselweisem Schichten der Bleche entspricht. Damit rechnet man unter Berücksichtigung der unteren Grenzfrequenz f_{uT} für den Transformator die folgenden Bedingungen durch:

$$Q_E \cdot l_E \geq \frac{U_{Sts} \cdot I_{Bs}}{f_{uT} \cdot \mu_r \cdot H^2_{gleich}} \cdot 10^9 \tag{25}$$

$$\frac{Q_E A_w}{l_E l_m} \geq \frac{1530}{f_{uT} \cdot \mu_r} \tag{26}$$

In Tabelle I findet man den Kern, der beiden Bedingungen gerecht wird. Ist eine dieser Bedingungen weit besser erfüllt als notwendig, so lassen sich die beiden Bedingungen bei passender Wahl von μ_r und H_{gleich} (Luftspalt) durch einen kleineren Kern erfüllen.

Die Windungszahlen und dazu aus Tabelle II die Drahtdurchmesser erhält man folgendermaßen:

$$w_2 = 2 \cdot \sqrt{\frac{L_{sek}}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot \frac{Q_E}{l_E}}} \; ; \qquad w_1 = \ddot{u}_1 \cdot w_2 \tag{27}$$

$$n_2 = \frac{w_2}{0{,}47\, A_w} \; ; \qquad n_1 = \frac{w_1}{0{,}33\, A_w} \tag{28}$$

In (25) ist berücksichtigt, daß der Collectorstrom der Treiberstufe I_C mit Rücksicht auf geringen Klirrgrad zu

$$I_C \approx 0{,}9 \cdot \frac{I_{Bs}}{\ddot{u}_1} \tag{29}$$

gewählt wird. Der für spätere Rechnungen benötigte Collectorstromscheitelwert ergibt sich aus

$$I_{Cs} = \frac{I_{Bs}}{2\,\ddot{u}_1} = \frac{I_C}{1{,}8} \tag{30}$$

Stabilisierung des Treibertransistor-Arbeitspunktes

Zum Berechnen der günstigsten Werte der Stabilisierungswiderstände R_8' und R_9 **(Bild 10)** benötigt man **Bild 11.** Dieses zeigt für den Transistor OC 604 (mit $\alpha' = 60$) Collectorstrom I_C und Basisstrom I_B abhängig von der Spannung Basis gegen Emitter für drei Sperrschichttemperaturen t_j.

Zunächst ermittelt man den Emitterwiderstand (R_{11} in Bild 10). An ihm soll der Spannungsabfall, wie für (24) vorausgesetzt, 0,9 V betragen. Mit $I_E \approx I_C$ gilt

$$R_{11} \approx \frac{0{,}9}{I_C} \tag{31}$$

t_j Sperrschichttemperatur ist die Summe aus

t_u Umgebungstemperatur und

Δt_T durch Transistorverlustleistung P_v bedingte Übertemperatur.

$$P_v \approx U_{CE} \cdot I_C \approx 0{,}9\,(U_b - 1)\, I_C \tag{32}$$

wofür die Voraussetzungen zu (24) gelten.

$$\Delta t_T = (R_{i\,therm} + R_{a\,therm}) \cdot P \tag{33}$$

$$t_j \quad = t_u + \Delta t_T \tag{34}$$

Zum Ermitteln der Widerstände R_8' und R_9 (Bild 10) legt man die temperaturbedingte Collectorstromänderung ΔI_C fest, z. B. Zunahme um höchstens 30% für Ansteigen der Temperatur t_j von $t_u = 20° \ldots 25°$ C auf maximale Betriebstemperatur. Unter der Annahme, daß sich der Collectorstrom im Umgebungstemperaturbereich zwischen t_{u1} und t_{u2} von I_{C1} auf I_{C2} ändern darf, entnimmt man dem Bild 11 die Basisströme I_{B1} zu I_{C1}

und t_{j1} sowie I_{B2} zu I_{C2} und t_{j2}. t_{j1} und t_{j2} folgen aus Δt_T und t_{u1} bzw. t_{u2} gemäß (34). Die Parallelschaltung aus den Widerständen R_g' und R_g hat folgende Bedingungen zu erfüllen:

$$R_h = \frac{R_g' \cdot R_g}{R_g' + R_g} \leq \frac{R_{11}\,(I_{C1} - I_{C2}) - D_T \cdot (t_{u2} - t_{u1})}{I_{B2} - I_{B1}} \quad \text{mit} \tag{35}$$

D_T Temperaturdurchgriff für I_{C1} aus **Bild 12**. Das gibt als Bedingung für den Widerstand R_g:

$$R_g \leq R_h \frac{1}{1 - \dfrac{U_{BM}}{U_b} - \dfrac{R_h \cdot I_{B1}}{U_b}} \tag{36}$$

Die Spannung U_{BM} (Bild 10) berechnet man mit U_{BE1} für t_{j1} und I_{C1} (Bild 11):

$$U_{BM} \approx R_{11} \cdot I_{C1} + U_{BE1} \tag{37}$$

Meist sind U_{BM} und $R_h \cdot I_{B1}$ klein gegen U_b, womit

$$R_g \approx R_h$$

Der Widerstand R_g' folgt nun aus

$$R_g' = \frac{U_b - U_{BM}}{\dfrac{U_{BM}}{R_g} + I_{B1}} \tag{38a}$$

In der Schaltung nach Bild 1 wird R_g' durch die Summe aus R_{g0} und R_{100} dargestellt.

Bei Verwenden einer Vorstufe (Bild 2) tritt an Stelle von R_{100} der Widerstand R_{10v}, der im wesentlichen vom Collectorstrom der Vorstufe durchflossen wird. Damit tritt an Stelle der Gleichung (38a) folgende Beziehung:

$$R_{gv} = \frac{U_b - U_{BM} - I_v \cdot R_{10v}}{\dfrac{U_{BM}}{R_g} + I_{B1}} \tag{38b}$$

wozu man $I_v \cdot R_{10v}$ (z. B. mit 0,5 V) vorgibt.

Eingangswerte für die Treiberstufe ohne Gegenkopplung

Der Transistor-Eingangswiderstand R_e folgt aus

$$R_e = r_B + \frac{A \cdot U_t}{-I_C}\,\beta \tag{39}$$

Darin bedeuten:

r_B Transistor-Basiswiderstand,

A Aussteuerfaktor, z. B. $A = 1{,}1$ für $I_{Cs} = \dfrac{I_C}{1{,}8}$

und $A = 1$ für $I_{Cs} \ll I_C$

Dieser Faktor berücksichtigt den Einfluß der Exponentialform der Transistorkennlinien.

U_T Temperaturspannung des Transistors ($\approx$ 26 mV),

β Stromverstärkungsfaktor des Transistors in Emitterschaltung,

I_C Collectorgleichstrom der Treiberstufe nach (29).

Die Scheitelwerte des Basisstromes und der Eingangsspannung folgen aus dem Scheitelwert des Collectorstromes, dem Stromverstärkungsfaktor und dem Transistor-Eingangswiderstand

$$I_{Bs} = \frac{I_{Cs}}{\beta} \tag{40}$$

$$U_{es} = I_{Bs} \cdot R_e \tag{41}$$

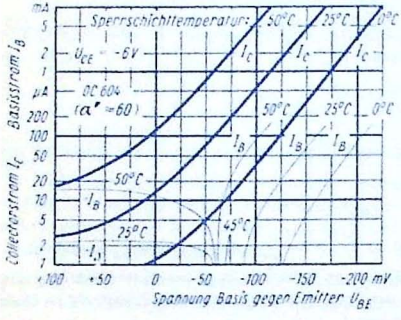


Bild 11

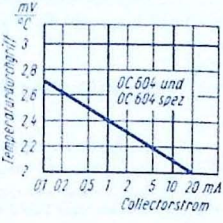


Bild 12

Werte für die Treiberstufe mit Gegenkopplung

Ist der Generator-Innenwiderstand groß gegen den Eingangswiderstand R_e, so führt man die Gegenkopplung auf die Basis (Bild 1), andernfalls auf den Emitter.

Liegt vor dem Eingang der Treiberstufe ein Lautstärkeregler (Bild 1), so schaltet man, um den Einfluß der Potentiometerstellung auf die Gegenkopplung zu vermindern, zwischen Potentiometer und Treiberstufe einen Widerstand $R_{20} \gg R_e$. Als Folge der gemäß Bild 1 an der Sekundärwicklung des Ausgangstransformators auftretenden Spannung U_{Ls} wird als Einströmung am Eingang der Treiberstufe der Strom $\frac{U_{Ls} + U_{es}}{R_{12}}$ wirksam.

Dabei gilt für

U_{Ls} = Scheitelwert der Spannung am Lautsprecher

$$U_{Ls} \approx 0{,}8 \cdot \frac{U_{CCs}}{u_2} \tag{42}$$

in der folgenden Rechnung kommen vor:

p Gegenkopplungsgrad $= \dfrac{\text{Eingangsleistung mit Gegenkopplung}}{\text{Eingangsleistung ohne Gegenkopplung}}$

jeweils für Vollaussteuerung,

U_{es} Scheitelwert der Eingangswechselspannung des nicht gegengekoppelten Verstärkers für Vollaussteuerung, siehe (41),

G Gesamtleitwert der für das Eingangssignal parallel liegenden Widerstände R_e, R_{80}, R_9 und der Reihenschaltung von R_{20} mit der Parallelschaltung aus R_{1T} und $(R_{10} - R_{1T} + R_{igen})$, also

$$G = \frac{1}{R_e} + \frac{1}{R_{80}} + \frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_s} \tag{43}$$

wobei

$$R_s = R_{20} + \frac{R_{1T}\,(R_{10} - R_{1T} + R_{igen})}{R_{10} + R_{igen}} \tag{44}$$

Hiermit erhält man

$$R_{12} = \frac{\left|\dfrac{U_{Ls}}{U_{es}}\right| + 1}{(p-1)\,G} \tag{45}$$

Der gegengekoppelte Verstärker erfordert ohne Vorstufe (Bild 1) für Vollaussteuerung und vollaufgedrehten Lautstärkeregler die Eingangsspannung

$$U'_{es} = U_{es} \cdot (1 + p\,R_{20} \cdot G) \tag{46}$$

an dem Eingangswiderstand

$$R'_e = \frac{R_{10} \cdot \left(R_{20} + \dfrac{1}{p \cdot G}\right)}{R_{10} + R_{20} + \dfrac{1}{p \cdot G}} \tag{47}$$

Vorstufe

Die Vorstufe wird belastet durch den Leitwert

$$G_v = \frac{1}{R_e} + \frac{1}{R_{6v}} + \frac{1}{R_{8v}} + \frac{1}{R_9} \tag{48}$$

Mit Rücksicht auf die für den Treibertransistor gewünschte Stromsteuerung sollen R_{6v}, R_{8v} und R_9 groß gegen R_e Gleichung (39) sein, allerdings darf dabei die durch den Collectorstrom an R_{6v} bedingte Spannung nicht größer ausfallen als die Collectorspannung des Vorstufentransistors. Andernfalls könnte die Collectorspannung bei höherer Umgebungstemperatur unter die Restspannung sinken. Damit würde der Transistor nicht mehr verstärken.

Der Scheitelwert des Collectorstromes der Vorstufe ergibt sich aus dem Steuerspannungsscheitelwert der Treiberstufe (41) und dem Belastungsleitwert G_v zu

$$I_{Csv} = p \cdot G_v \cdot U_{es} \tag{49}$$

Schwache Collectorströme unterliegen, wie Bild 11 erkennen läßt, besonders starker Temperaturabhängigkeit. Deshalb ist es zweckmäßig, den Collector-Ruhestrom für die Vorstufe nicht kleiner als etwa 200 µA zu wählen.

Die weiteren Rechnungen für die Vorstufe (Bild 2) erfolgen wie für die Treiberstufe.

Durch einen Widerstand R_{2v} kann der Verstärker an einen hochohmigen Generator angepaßt werden, z. B. an einen Kristalltonabnehmer. Bei aufgedrehtem Lautstärkeregler R_{1v} beträgt dann der Scheitelwert der Eingangsspannung (U'_{esv}) des Verstärkers für Vollaussteuerung mit

$$\frac{1}{R_v} = \frac{1}{R_{ev}} + \frac{1}{R_{3v}} + \frac{1}{R_{4v}} + \frac{1}{R_{1v}} : \tag{50}$$

$$U'_{esv} = U_{esv} \cdot \left(1 + \frac{R_{2v}}{R_v}\right) \tag{51}$$

Der Verstärker-Eingangswiderstand R'_{ev} folgt aus:

$$R'_{ev} = R_{2v} + R_v \tag{52}$$

Der Siebwiderstand R_{10v} ergibt sich aus dem vom Strom I_v herrührenden Spannungsabfall ΔU, wofür zu (38 b) 0,5 V angesetzt wurden:

$$I_v \approx (U_b - U_{BM} - \Delta U)\left(\frac{1}{R_{3v} + R_{5v}} + \frac{1}{R_{8v}}\right) + I_{Cv} \tag{53}$$

$$R_{10v} \approx \frac{\Delta U}{I_v} . \tag{54}$$

Die Kapazitäten

Der Koppelkondensator C_{40} muß bei der unteren Grenzfrequenz f_u einen kapazitiven Widerstand haben, der kleiner ist als der Widerstand von $\left(R_{20} + \frac{R_e}{p}\right)$. Dem entspricht mit R_e aus (39)

$$C_{40} > \frac{0{,}2}{f_u\left(R_{20} + \frac{R_e}{p}\right)} . \tag{55}$$

C_{50} hat den aus R_{80} und R_9 gebildeten Spannungsteiler für die Wechselspannungsanteile von U_b zu überbrücken, die trotz C_8 bei gesteuerter Endstufe auftreten. Für einen Wechselspannungsscheitelwert $U_{os} \approx (0{,}1 \ldots 0{,}2)\, U_b$ muß mit U_{es} aus (41) sein:

$$C_{50} > 0{,}5 \; \frac{U_{os} \cdot R_e}{U_{es} \cdot p \cdot R_{80} \cdot R_{100} \cdot f_u} \; . \tag{56}$$

Die Kapazität des Überbrückungskondensators C_6 gewinnt man mit dem Collectorgleichstrom I_C aus Gleichung (29) und der unteren Grenzfrequenz f_u:

$$C_6 \approx \frac{|I_C|}{2\pi f_u \cdot 26 \cdot 10^{-3}} = 6 \cdot \frac{|I_C|}{f_u} \; . \tag{57}$$

C_7 hat zusammen mit R_{17} die induktive Komponente der durch den Lautsprecher dargestellten Belastung zu kompensieren. Man wählt C_7 so, daß sein kapazitiver Widerstand für 8 kHz den Wert von R_{17} annimmt. R_{17} ist ein bis zweimal so groß zu wählen wie der Widerstand von Collector zu Collector (R_{CC}). Damit wird

$$C_7 \approx \frac{20}{R_{17}} \cdot 10^{-6} \; . \tag{58}$$

C_8 soll den Batterieanschluß für die bei Vollaussteuerung mit der Frequenz f_u auftretenden Collectorstromschwankungen (Grundfrequenz dabei $2f_u$) hinreichend überbrücken. Bei fehlender Überbrückung würden an der Reihenschaltung aus Batterie-Innenwiderstand R_{iBa} und Sicherungswiderstand R_{Si} Spannungsabfälle auftreten, die nicht nur die Aussteuerbarkeit der Endstufe vermindern, sondern auch auf die Treiberstufe und Vorstufe zurückwirken können (k_2-Verzerrung, Selbsterregung!).

Für C_8 gilt:

$$C_8 \approx 0{,}1 \cdot \frac{\sqrt{\left(\frac{I_{Cs}}{U_{os}}\right)^2 - \frac{1}{(R_{iBa} + R_{Si})^2}}}{f_u} \; . \tag{59}$$

C_9 hat zu verhindern, daß die Gegenkopplung die Arbeitspunktlage des Treibertransistors ändert. Für C_9 besteht die Forderung:

$$C_9 > \frac{0{,}2}{f_u \cdot R_{12}} \; . \tag{60}$$

C_9 läßt sich einsparen, wenn man R_9 erhöht auf:

$$R_9' = \frac{R_{12} \cdot R_9}{R_{12} - R_9} \; . \tag{61}$$

Die Kapazitäten für die Vorstufe werden ebenso berechnet wie die für die Treiberstufe

$$C_{5v} > 0{,}5 \; \frac{U_{os} \cdot R_e}{U_{es} \cdot p \cdot R_{6v} \cdot R_{10v} \cdot f_u} \tag{62}$$

$$C_{4v} > \frac{0{,}2}{f_u \cdot R_{6v}} \; . \tag{63}$$

Siehe zu dem in folgenden Formeln enthaltenen Faktor 6 die Gleichung (57).

$$C_{3v} \approx 6 \cdot \frac{|I_{Cv}|}{f_u} \tag{64}$$

$$C_{2v} > \frac{0{,}2}{f_u \cdot R_{ev}} \tag{65}$$

$$C_{1v} \approx 2{,}5 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{U_{os}}{U_{esv}} \cdot \frac{R_{ev}}{R_{3v} \cdot R_{5v} \cdot R_{10v} \cdot C_{5v} \cdot f_u^2} \tag{66}$$

Gemessene Kurven

Bild 13 zeigt – abhängig von der Ausgangsspannung bzw. von der Ausgangsleistung – sowohl die Eingangsspannung wie auch den Klirrgrad für einen dem Zahlenbeispiel

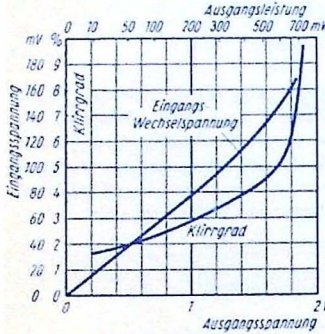


Bild 13

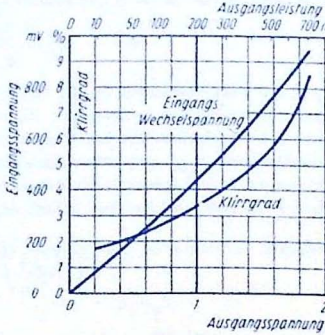


Bild 14

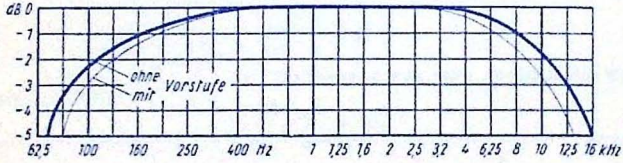


Bild 15

entsprechenden Verstärker gemäß Bild 1. In **Bild 14** sind die entsprechenden Kurven für den durch Vorstufe gemäß Bild 2 ergänzten Verstärker eingetragen. **Bild 15** enthält die Frequenzgänge für den Verstärker ohne und mit Vorstufe bei Belastung mit 5 Ω Wirkwiderstand (0 dB entsprechen 400 m W).

Durchrechnung eines Zahlenbeispiels

Es sind nacheinander durchgerechnet die Schaltungen nach Bild 1 und Bild 2. Die Kapazitätsberechnungen finden sich am Schluß. Unter „Ursprung" ist dort, wo das in Frage kommt, die Gleichungsnummer in Klammern angegeben.
Wechselströme, Wechselspannungen und Wechselstrom-Leistungen sowie die Scheitelwerte beziehen sich durchweg auf Vollaussteuerung, ebenfalls z. B. auch Widerstände, soweit deren Werte vom Grad der Aussteuerung abhängen.

Formelzeichen	Bezeichnung	Ursprung	Wert	
	Transistorverlustleistung			
$t_{u\,max}$	maximale Umgebungstemperatur	angenommen	45	°C
$t_{j\,max}$	höchstzulässige Sperrschichttemperatur	Datenblatt	75	°C
$R_{i\,therm}$	thermischer Transistorinnenwiderstand	Datenblatt	175	°C / W
A	wärmeabgebende Fläche	angenommen	20	cm^2
σ	Wärmeaustauschkonstante	Erfahrungswert	$1{,}5 \cdot 10^{-3}$	W / °C cm^2
$R_{a\,therm}$	Wärmeaustauschwiderstand	(1)	33	°C / W
P_v	höchstzulässige Transistorverlustleistung	(2)	0,144	W
	Gegentakt-Endstufe			
U_b	Betriebsspannung	angenommen	−6,5	V
R_{CC}	Belastungswiderstand von Collector zu Collector	(3)	120	Ω
(I_{Cs})	Collectorstromscheitelwert (vorläufig)	(4a)	−0,220	A
$U_{C\,rest}$	Collector-Restspannung	Bild 4	−0,3	V
I_{Cs}	Collectorstromscheitelwert (endgültig)	(4b)	−0,206	A
I_C	Collectorgleichstrom bei Vollaussteuerung	(5)	$-66 \cdot 10^{-3}$	A
U_{CCs}	Spannungsscheitelwert von Collector zu Collector	(6)	12,4	V
P_a	Ausgangsleistung der Gegentaktstufe	(7)	0,64	W

Formelzeichen	Bezeichnung	Ursprung	Wert	
	Gegentakt-Ausgangstransformator			
f_u	untere Grenzfrequenz des Transformators	angenommen	100	Hz
L_{CC}	Eingangsinduktivität des Transformators	(8)	$190 \cdot 10^{-3}$	H
R_d	Drahtwiderstand der gesamten Eingangswicklung	(9)	$\leqq 7{,}2$	Ω
R_T	Wirkwiderstand der Lautsprechertriebspule	siehe Text	5	Ω
$\ddot{u}_2$	Übersetzungsverhältnis des Übertragers	(10)	4,4	
	Kernblech	angenommen	0,35 mmDyn.bl. IV	
B	höchstzulässige Magnetfelddichte im Eisen	Erfahrungswert	5000	Gauß
μ_r	relative Permeabilität (ohne Luftspalt)	Erfahrungswert	≈ 600	
$Q_E \sqrt{\frac{A_w}{l_E}}$	Kernkonstante	(11)	$\geqq 0{,}4$	$cm^{5/2}$
$\frac{Q_E \cdot A_w}{l_E \cdot l_m}$	Kernkonstante	(12)	$\geqq 2{,}5 \cdot 10^{-2}$	cm^2
	Kerngröße	Tabelle I	EI 42	
$\mu_0 \cdot \frac{Q_E}{l_E}$	Kernkonstante	Tabelle I	$2{,}8 \cdot 10^{-9}$	H
A_w	gesamter Wickelraum des Spulenkörpers	Tabelle I	1,0	cm^2
w_1	Gesamtzahl der Eingangswindungen	(13)	336	
n_1	Eingangswindungen je cm^2	(14)	720	
d_1	Drahtdurchmesser Eingangswicklung	Tabelle II	0,32 mm CuL	
w_2	Ausgangswindungszahl	(13)	76	
n_2	Ausgangswindungen je cm^2	(14)	230	
d_2	Drahtdurchmesser Ausgangswicklung	Tabelle II	0,55 mm CuL	

	Eingangswerte der Gegentaktstufe			
I_{Cr}	Collectorruhestrom	(15)	$\approx -2{,}2 \cdot 10^{-3}$	A
U_{BEs}	Scheitelwert der Basisspannung für $I_C = I_{Cs}$ und $U_{CE} = -0{,}4$ V	Bild 5	$\approx -0{,}37$	V
U_{BE0}	Basisgrundspannung für $I_C = I_{Cr}$ und $U_{CE} = -6{,}5$ V	Bild 5	$\approx -0{,}15$	V
ΔU_{BE}	Scheitelwert der Steuerspannung je Transistor $= U_{BEs} - U_{BE0}$		$\approx 0{,}22$	V
I_{Bs}	Scheitelwert des Basisstromes	Bild 6	$\approx 4{,}5 \cdot 10^{-3}$	A
P_{St}	Steuerleistung, die von der Treiberstufe aufzubringen ist	(16)	$\approx 1 \cdot 10^{-3}$	W
R_{eg}	Eingangswiderstand der Gegentaktschaltung	(17)	≈ 50	Ω
	Temperaturstabilisierung der Gegentaktstufe			
R_{13}	vergl. Bild 9	angenommen mit (18)	1150	Ω
I_T	Strom durch R_{13}	(19)	$-5{,}5 \cdot 10^{-3}$	A
R_{15}	Heißleiterwiderstand bei 25 °C	$\approx R_{eg}$ (17)	50	Ω
$TK_{(25)}$	Temperaturkoeffizient des R_{15} bei 25 °C	Firmenangabe	$-0{,}038$	$\frac{1}{°C}$
D_{therm}	Temperaturdurchgriff bei $I_C \approx I_{Cr}$	Bild 12	$2{,}3 \cdot 10^{-3}$	$\frac{V}{°C}$
R_{16}	vergl. Bild 9	(20)	50	Ω
R_r	vergl. Bild 9	(21)	2	Ω
	Treibertransformator			
U_{Sts}	Steuerspannungs-Scheitelwert	(22)	0,34	V
f_{uT}	untere Grenzfrequenz des Transformators	angenommen	110	Hz

Formelzeichen	Bezeichnung	Ursprung	Wert	
L_{sek}	Induktivität einer Sekundärwicklungshälfte	(23)	$> 0{,}11$	H
$\ddot{u}_1$	Eingangs- : gesamte Ausgangswindungszahl	(24)	3,9	
	Kernblech	angenommen	Permenorm 3601 K 1	
	Luftspalt	angenommen	0	
H_{gleich}	maximale Gleichfeldstärke	Tabelle III	0,5	$\frac{A}{cm}$
μ_r	zu H_{gleich} gehörende relative Permeabilität	Tabelle III	1000	
$\mu_r \cdot H^2_{gleich}$	Kernblechkonstante	Tabelle III	250	$\left(\frac{A}{cm}\right)^2$
$Q_E \cdot l_E$	Kernkonstante	(25)	$\geqq 5{,}6$	cm^3
$\frac{Q_E \cdot A_w}{l_E \cdot l_m}$	Kernkonstante	(26)	$\geqq 1{,}4 \cdot 10^{-2}$	cm^2
	Kerngröße	Tabelle I	EI 30	
$\mu_0 \cdot \frac{Q_E}{l_E}$	Kernkonstante	Tabelle I	$2{,}1 \cdot 10^{-9}$	H
A_w	gesamter Wickelraum	Tabelle I	0,52	cm^2
w_2	gesamte Ausgangswindungszahl	(27)	480	
n_2	Windungen je cm^2	(28)	1970	
d_2	Drahtdurchmesser Ausgangswicklung	Tabelle II	0,18	mm CuL
w_1	Eingangswindungszahl	(27)	1870	
n_1	Windungen je cm^2	(28)	10 900	
d_1	Drahtdurchmesser Eingangswicklung	Tabelle II	0,07	mm CuL
I_C	Collectorstrom der Treiberstufe	(29)	$-1{,}05 \cdot 10^{-3}$	A
I_{Cs}	Scheitelwert des Collectorstromes	(30)	$0{,}58 \cdot 10^{-3}$	A

Stabilisierung des Treibertransistor-Arbeitspunktes

R_{11}	Widerstand in der Emitterleitung (Bild 10)	(31)	850	Ω
P_v'	im Datenblatt zu t_u' angegebene maximale Collectorverlustleistung	Datenblatt	$50 \cdot 10^{-3}$	W
t_u'	Umgebungstemperatur zu P_v'	Datenblatt	45	°C
$t_{j\,max}$	höchstzulässige Sperrschichttemperatur	Datenblatt	75	°C
R_{itherm}, R_{atherm}	Wärmewiderstände für den OC 604			
	$R_{itherm} + R_{atherm} = \frac{t_{j\,max} - t_u'}{P_v'}$	(33)	600	°C/W
P_v	Collectorverlustleistung des Treibertransistors	(32)	$\approx 5{,}5 \cdot 10^{-3}$	W
Δt_T	Sperrschichttemperatur – Umgebungstemperatur	(33)	$\approx 3{,}3$	°C
t_{u1}	normale Umgebungstemperatur	angenommen	22	°C
t_{u2}	maximale Umgebungstemperatur	angenommen	47	°C
I_{C1}	Collectorstrom bei t_{u1}	$= I_C$ (29)	$1{,}05 \cdot 10^{-3}$	A
I_{C2}	Collectorstrom bei t_{u2}	angenommen	$1{,}25 \cdot 10^{-3}$	A
t_{j1}	Sperrschichttemperatur zu t_{u1}	(34)	≈ 25	°C
t_{j2}	Sperrschichttemperatur zu t_{u2}	(34)	≈ 50	°C
I_{B1}	Basisstrom zu t_{u1} und I_{C1}	Bild 11	$15 \cdot 10^{-6}$	A
I_{B2}	Basisstrom zu t_{u2} und I_{C2}	Bild 11	$4 \cdot 10^{-6}$	A
D_T	Temperaturdurchgriff zu I_{C1}	Bild 12	$2{,}4 \cdot 10^{-3}$	V/°C
R_h	Definition durch (35)	(35)	$< 10 \cdot 10^3$	Ω
U_{BE1}	Spannung zwischen Basis und Emitter bei t_{u1} und zu I_{C1}	Bild 11	0,12	V
U_{BM}	vergl. Bild 10	(37)	≈ 1	V
R_9	Spannungsteilerwiderstand (Bild 10)	(36)	$\approx 10 \cdot 10^3$	Ω
R_8'	Spannungsteilerwiderstand (Bild 10)	(38a)	$\approx 50 \cdot 10^3$	Ω

Formelzeichen	Bezeichnung	Ursprung	Wert	
R_{80}	Teilwiderstand von R_8' (Bild 1 und Bild 10)	angenommen	$30 \cdot 10^3$	Ω
R_{100}	Teilwiderstand von R_8' (Bild 1 und Bild 10)	Text nach (38 b)	$20 \cdot 10^3$	Ω
	Eingangswerte für die Treiberstufe ohne Gegenkopplung			
r_B	Basiswiderstand des OC 604	Erfahrungswert	200 ... 400	Ω
A	Aussteuerungsfaktor	aus der Theorie	1,1	
U_t	Temperaturspannung	stammende Werte	$26 \cdot 10^{-3}$	V
β	Stromverstärkungsfaktor	angenommen	60	
R_e	Transistor-Eingangswiderstand	(39) mit (29)	$\approx 1{,}9 \cdot 10^3$	Ω
I_{Bs}	Scheitelwert des Basisstromes	(40) mit (30)	$\approx 10 \cdot 10^{-6}$	A
U_{es}	Scheitelwert der Eingangsspannung	(41) mit (39)	$\approx 19 \cdot 10^{-3}$	V
	Eingangswerte für die Treiberstufe mit Gegenkopplung			
U_{Ls}	Scheitelwert der Lautsprecherspannung	(42) mit (6) und (10)	2,25	V
R_{20}	Trennwiderstand (Bild 1)	angenommen	$5 \cdot 10^3$	Ω
R_{10}	Lautstärkeregler (Bild 1)	angenommen	$10 \cdot 10^3$	Ω
R_{igen}	Generatorinnenwiderstand	angenommen	$10 \cdot 10^3$	Ω
R_s	Widerstand nach (44) mit $R_{1T} = R_{10}$ (Lautstärkeregler aufgedreht)	(44)	$10 \cdot 10^3$	Ω
G	Eingangsleitwert für Gegenkopplungsstrom	(43)	$760 \cdot 10^{-6}$	S
p	Gegenkopplungsgrad	angenommen	2,5	
R_{12}	Widerstand in der Gegenkopplungsleitung (Bild 1)	(45)	$\approx 100 \cdot 10^3$	Ω
$U_e's$	Scheitelwert der Eingangsspannung mit Gegenkopplung des Verstärkers nach Bild 1	(46)	$\approx$ 0,2 V (0,14	V_{eff})
R_e'	Eingangswiderstand des Verstärkers (Bild 1)	(47)	$\approx 3{,}5 \cdot 10^3$	Ω

Berechnung der Vorstufe mit OC 604

R_{6v}	Widerstand (Bild 2)	angenommen	$5 \cdot 10^3$	Ω
	Spannungsabfall an R_{10v}	angenommen	0,5	V
R_{8v}	Widerstand, vergl. Text nach (38)	(38b)	$\approx 45 \cdot 10^3$	Ω
G_v	Leitwert der Vorstufenbelastung	(48) mit (39)	$850 \cdot 10^{-6}$	S
v	Gegenkopplungsgrad	angenommen	2,4	
R_{12}	Widerstand in der Gegenkopplungsleitung (Bild 1)	(45) mit (48)	$100 \cdot 10^3$	Ω
I_{Csv}	Scheitelwert des Collectorstromes	(49) mit (41)	$39 \cdot 10^{-6}$	A
I_{Cv}	Collectorgleichstrom	angenommen	$300 \cdot 10^{-6}$	A
	Spannungsabfall an R_{7v}, vergl. (26)	angenommen	0,9	V
R_{7v}	Widerstand in der Emitterleitung (Bild 2)	(31)	$3 \cdot 10^3$	Ω
ΔI_{Cv}	zulässige Collectorstromänderung	angenommen	$100 \cdot 10^{-6}$	A
R_{4v}	Spannungsteilerwiderstand (Bild 2)	(35) und (36)	$20 \cdot 10^3$	Ω
$R_3 + R_{5v}$	Spannungsteilerwiderstand, vergl. Text nach (38a)	entsprechend (38b)	$100 \cdot 10^3$	Ω
R_{3v}	Teilerwiderstand	angenommen	$50 \cdot 10^3$	Ω
R_{5v}	Teilerwiderstand = Siebwiderstand	Folge von R_{3v}	$50 \cdot 10^3$	Ω
r_B	Basiswiderstand des OC 604	angenommen	300	Ω
β	Stromverstärkungsfaktor	angenommen	60	
R_{ev}	Transistoreingangswiderstand	(39)	$5,5 \cdot 10^3$	Ω
I_{Bsv}	Scheitelwert des Basisstromes	(40)	$0,65 \cdot 10^{-6}$	A
U_{esv}	Scheitelwert der Transistoreingangsspannung	(41)	$3,6 \cdot 10^{-3}$	V
R_{1v}	Lautstärkeregler	angenommen	$20 \cdot 10^3$	Ω
R_{2v}	Anpassungswiderstand für Kristalltonabnehmer	angenommen	$1 \cdot 10^6$	Ω
R_v	Eingangswiderstand Bild 2 an voll aufgedrehtem R_{1v}	(50)	$3,3 \cdot 10^3$	Ω
U'_{esv}	Eingangsspannungs-Scheitelwert Bild 2	(51)	1,1 V ≈ 0,8	V_{eff}
R'_{ev}	Eingangswiderstand zu U'_{esv} Bild 2	(52)	$\approx 1 \cdot 10^6$	Ω
ΔU	Spannung an R_{10v}, vergl. Bild 2 und (38)	angenommen	0,5	V
I_v	Strom durch R_{10v}	(53)	$\approx 0,46 \cdot 10^{-3}$	A
R_{10v}	Siebwiderstand	(54)	$\approx 1 \cdot 10^3$	Ω

Formelzeichen	Bezeichnung	Ursprung	Wert	
	Kapazitäten zu Bild 1			
C_{10}	Koppelkondensator	(55)	$> 0{,}35 \cdot 10^{-6}$	F
U_{os}	Schwankungsscheitelwert von U_0 zu voll ausgesteuerter Endstufe	angenommen	0,9	V
C_{50}	Siebkondensator	(56)	$> 0{,}3 \cdot 10^{-6}$	F
C_6	Überbrückungskondensator	(57)	$\approx 60 \cdot 10^{-6}$	F
R_{17}	Widerstand im Kompensationszweig	angenommen	200	Ω
C_7	Kondensator im Kompensationszweig	(58)	$0{,}1 \cdot 10^{-6}$	F
R_{iBa}	Innenwiderstand der Batterie	angenommen	zusammen 5	Ω
R_{Si}	Widerstand der Sicherung			
I_{Cs}	Scheitelwert des Collectorstromes	(4a)	0,2	A
C_8	Siebkondensator	(59)	$\approx 100 \cdot 10^{-6}$	F
C_9	Gleichstromtrennung des Weges über R_{12}	(60)	$> 20 \cdot 10^{-9}$	F
R_9'	Teilerwiderstand R_9, wenn C_9 eingespart	(61)	$11 \cdot 10^3$	Ω
	Kapazitäten zu Bild 2			
C_{5v}	Siebwiderstand	(62)	$> 38 \cdot 10^{-6}$	F
C_{4v}	Koppelkondensator	(63)	$> 0{,}4 \cdot 10^{-6}$	F
C_{3v}	Überbrückungskondensator	(64)	$\approx 18 \cdot 10^{-6}$	F
C_{2v}	Koppelkondensator	(65)	$> 0{,}37 \cdot 10^{-6}$	F
C_{1v}	Siebkondensator	(66)	$> 28 \cdot 10^{-9}$	F

Schaltteilliste zu den Bildern 1 und 2

Schaltteile, die nur im Vorverstärker vorkommen, sind mit dem zusätzlichen Index v gekennzeichnet. Schaltteile, die nur in der Eingangsschaltung ohne Vorverstärker benutzt werden, haben in den Bezeichnungen den zusätzlichen Index o. Schaltteile mit Bezeichnungen ohne zusätzlichen Index kommen sowohl in der Schaltung mit wie auch in der ohne Vorverstärker vor.

Widerstände

R_{1v}	Lautstärkeregler		20 kΩ	log
R_{1o}	Lautstärkeregler		10 kΩ	log
R_{2v}	Schichtwiderstand		1 MΩ	0,1 W
R_{2o}	Schichtwiderstand		5 kΩ	0,1 W
R_{3v}	Schichtwiderstand		50 kΩ	0,1 W
R_{4v}	Schichtwiderstand		20 kΩ	0,1 W
R_{5v}	Schichtwiderstand		50 kΩ	0,1 W
R_{6v}	Schichtwiderstand		5 kΩ	0,1 W
R_{7v}	Schichtwiderstand		3 kΩ	0,1 W
R_{8v}	Schichtwiderstand		45 kΩ	0,1 W
R_{8o}	Schichtwiderstand		30 kΩ	0,1 W
R_9	Schichtwiderstand		10 kΩ	0,1 W
R_{10v}	Schichtwiderstand		1 kΩ	0,1 W
R_{10o}	Schichtwiderstand		20 kΩ	0,1 W
R_{11}	Schichtwiderstand		850 Ω	0,1 W
R_{12}	Schichtwiderstand		100 ... 500 kΩ	0,1 W
R_{13}	Schichtwiderstand		1,15 kΩ	0,1 W
R_{14}	Einstellwiderstand		5 Ω	0,1 W
R_{15}	Heißleiter	bei 25 °C	50 Ω	TK = − 3,8%/°C
R_{16}	Schichtwiderstand		50 Ω	0,1 W
R_{17}	Schichtwiderstand		etwa 200 Ω	0,5 W

Kondensatoren

C_{1v}	Elektrolytkondensator	0,5 µF	12/15 V
C_{2v}	Elektrolytkondensator	0,5 µF	12/15 V

C_{3v}	Elektrolytkondensator	25 µF	3 V
C_{4v}	Elektrolytkondensator	0,5 µF	12/15 V
C_{40}	Elektrolytkondensator	0,5 µF	12/15 V
C_{5v}	Elektrolytkondensator	50 µF	12/15 V
C_{50}	Elektrolytkondensator	0,5 µF	12/15 V
C_6	Elektrolytkondensator	50 µF	3 V
C_7	Papierkondensator	100 nF	
C_8	Elektrolytkondensator	≧ 100 µF	12/15 V
(C_9	Elektrolytkondensator	0,5 µF	12/15 V)

kann gegebenenfalls weggelassen werden (siehe Seite 371).

Transformatoren

Tr_1 Treiberstufentransformator

Kern:	EI 30; 3601 K 1; 0,35 mm, wechselseitig geschichtet
w_1	1870 Windungen 0,07 CuL (mittlere Wicklung)
w_2	2 × 240 Windungen 0,18 CuL (innen und außen)

Tr_2 Ausgangstransformator

Kern:	EI 42; Dyn IV; 0,35 mm, wechselseitig geschichtet
w_1	2 × 168 Windungen 0,32 CuL (innen und außen)
w_2	76 Windungen 0,55 CuL (mittlere Wicklung)

Transistoren

T_{1v}	Transistor	OC 604
T_2	Transistor	OC 604
T_3	Transistor	OC 604 spez
T_4	Transistor	OC 604 spez
Si	Sicherung	0,6 A

Glimmstrecken (Röhren)-Spannungsstabilisator

Aufbau und Arbeitsweise

Die zum Stabilisieren benutzte Glimmröhre hat eine Kathode und eine Anode. Diese hier kalten Metallelektroden stehen sich in einem mit Edelgas von geringem Druck gefüllten Glaskolben gegenüber.

An einer Gleichspannung hinreichender Höhe – über einen entsprechenden Vorwiderstand – zündet die Röhre: Ein durch Ionen- und Elektronenbewegung dargestellter Gleichstrom setzt ein. Ausgenutzt wird der Bereich des normalen Kathodenfalls bis zum fast völligen Bedecken der Kathode mit Glimmlicht.

Eigenschaften

Bild 1 zeigt im Prinzip den Zusammenhang zwischen der Gleichspannung der Anode gegen die Kathode (also der Brennspannung U_B) und dem dadurch bedingten Brennstrom I_B. Die Kennlinie steigt vom Nullpunkt aus bis zum Wert der Zündspannung U_Z senkrecht an. Hierauf fällt sie zunächst stark ab, um dann über einen größeren Strombereich flach und anschließend stärker anzusteigen.

Der Glimmröhren-Regelbereich erstreckt sich über den flach verlaufenden Kennlinienteil. Der Spannungsanstieg innerhalb dieses Teiles ist in Wirklichkeit noch geringer als das dem Verlauf der Kennlinie von Bild 1 entspricht. Er beträgt je nach Typ des Stabilisators nur etwa 3...12% der mittleren Spannung.

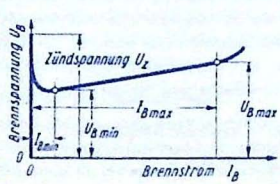


Bild 1

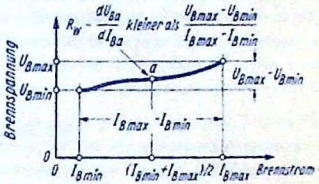


Bild 2

Zum flach ansteigenden Kennlinienteil gehört ein entsprechend niedriger Schwankungswiderstand. Diesen nennt man in der Regel den Wechselstromwiderstand R_W der Glimmröhre. Den Widerstand R_W bezieht man bei Nennung der technischen Daten auf die Mitte des Regelbereiches.

Das flach ansteigende Kennlinienstück verläuft etwa derart gekrümmt, wie das durch **Bild 2** übertrieben veranschaulicht wird. Demgemäß ist der meist angegebene, für die Mitte (a) des ausnutzbaren Brennstrombereiches geltende (differentielle) Wechselstromwiderstand geringer als der, der sich aus Grenzspannungs- und Grenzstromdifferenz des Gesamtbereiches ergibt.

Schaltung

Gemäß **Bild 3** schaltet man die Glimmröhre dem Verbraucher (hier dargestellt durch den Verbraucherwiderstand R_V) parallel und legt vor die Parallelschaltung einen Vorwiderstand R. Eine solche Schaltung stabilisiert die mit der Brennspannung übereinstimmende Verbraucherspannung gegenüber Schwankungen sowohl der Speisespannung wie auch des Belastungsstromes. Mit dem Ansteigen der Speisespannung U_S erhöht sich die Spannung an der Parallelschaltung, also die Brennspannung der Glimmröhre. Damit übernimmt diese infolge ihres geringen Wechselstromwiderstandes den weitaus größeren Teil des Stromanstieges. Das ergibt am Vorwiderstand einen überhöhten Spannungsabfall, wozu eine nur geringe Zunahme der Spannung an der Parallelschaltung gehört.

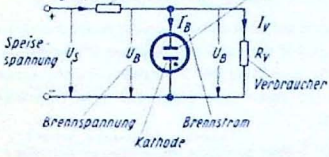


Bild 3

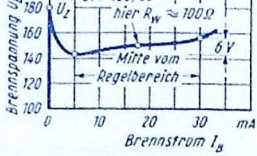


Bild 4

Beim Absinken der Speisespannung fällt auch die Brennspannung etwas ab. Dadurch wird der Brennstrom erheblich geschwächt, was ein im Vergleich zum Absinken der Speisespannung erheblich stärkeres Zurückgehen des Gesamtstromes bedeutet. Die Folge ist ein wirksames Absinken des Spannungsabfalles im Vorwiderstand. Das gleicht den Rückgang der Speisespannung in bezug auf die Parallelschaltung einigermaßen aus.

Steigender Verbraucherstrom erhöht den Spannungsabfall im Vorwiderstand. Hiermit ist ein gewisses Absinken der mit der Verbraucherspannung übereinstimmenden Brennspannung verknüpft. So ergibt sich ein erheblich schwächerer Brennstrom als zuvor und demgemäß ein nur wenig erhöhter Gesamtstrom. Der Spannungsabfall im Vorwiderstand wächst demgemäß infolge der Stromerhöhung nur unwesentlich, womit sich die Brennspannung entsprechend wenig ändert.

Das Absinken des Verbraucherstromes ergibt auf prinzipiell gleiche Weise eine nur unbedeutende Zunahme der mit der Brennspannung übereinstimmenden Verbraucherspannung.

Glimmröhrentyp

Glimmröhren werden heute im allgemeinen nur für eine Brennstrecke gebaut. Die Kleinheit der modernen Glimmröhrentypen gestattet bei Erfordernis mehrerer in Reihe liegender Glimmstrecken die Kombination einer entsprechenden Zahl einzelner Röhren.

Ein wesentlicher Kennwert des Typs ist die (mittlere) Brennspannung. Die dafür geltenden verhältnismäßig wenigen Werte liegen zwischen 70 V und 150 V.

Das zweite markante Kennzeichen des einzelnen Typs ist der Brennstrom-Regelbereich. Er beträgt z.B. 1...10 mA oder 5...30 mA oder 10...60 mA.

Wert des Vorwiderstandes

Im Hinblick auf den Betrieb der Schaltung gibt es für den Vorwiderstand einen oberen und einen unteren Grenzwert.

Den oberen Grenzwert, also den höchstzulässigen Wert des Vorwiderstandes erhält man so:

$$\text{Vorwiderstandshöchstwert} = \frac{\text{Mindestspeisespannung} - \text{Höchstbrennspannung}}{\text{Mindestbrennstrom} + \text{Verbraucherhöchststrom}}$$

Hierin ist die Höchstbrennspannung die obere Grenze des für die Brennspannung unvermeidlichen Streubereiches.

Der untere Grenzwert für den Vorwiderstand wird aus folgender Beziehung gewonnen:

$$\text{Vorwiderstandsmindestwert} = \frac{\text{Höchstspeisespannung} - \text{Mindestbrennspannung}}{\text{Höchstbrennstrom} + \text{Verbrauchermindeststrom}}$$

Die Mindestbrennspannung ist die untere Grenze des für die Brennspannung unvermeidlichen Streubereiches.

Soll der Stabilisator bei angeschlossenem Verbraucher zünden, so muß in der Reihenschaltung von Vorwiderstand und Verbraucherwiderstand an letzterem vor dem Zünden der Glimmstrecke auch unter den ungünstigsten Bedingungen wenigstens die Zündspannung herrschen. Das bedeutet:

$$\text{Vorwiderstandshöchstwert} = \frac{\text{Mindestspeisespannung} - \text{Zündspannung}}{\text{Zündspannung}} \cdot \text{Verbrauchermindestwiderstand}$$

Werte der Schaltung

Vor allem interessieren die Spannungs-Restschwankungen, die wegen Speisespannungsschwankung und Belastungsstromschwankung noch auftreten.

Hierfür gilt:

$$\text{Spannungs-Restschwankung wegen Speisespannungsschwankung} = \text{Speisespannungsschwankung} \cdot \frac{\text{Glimm-Wechselstromwiderstand}}{\text{Vorwiderstand}}$$

$$\text{Spannungs-Restschwankung wegen Belastungsstromschwankung} = \text{Belastungsstromschwankung} \cdot \text{Glimm-Wechselstromwiderstand}$$

Beide Spannungs-Restschwankungen können in gleichem Sinn zusammenwirken, so daß mit der Summe aus beiden Restschwankungen gerechnet werden muß.

Den zum gewählten Vorwiderstand gehörenden Mindest- und Höchstwert des Betriebsbrennstromes rechnet man folgendermaßen aus:

Mindest-Betriebsbrennstrom =

$$= \frac{\text{Mindestspeisespannung} - \text{Nennbrennspannung}}{\text{Vorwiderstand}} - \text{Verbraucherhöchststrom}$$

Höchst-Betriebsbrennstrom =

$$= \frac{\text{Höchstspeisespannung} - \text{Nennbrennspannung}}{\text{Vorwiderstand}} - \text{Verbrauchermindeststrom}$$

Zahlenbeispiele

1. Beispiel: Die verfügbare Speisespannung schwanke von 225 V bis 275 V. Es wird für einen gleichbleibenden Strom von 10 mA eine stabilisierte Spannung von 150 V benötigt. Gewählt werde der Stabilisatortyp STV 150/30. Hierzu gehört (siehe auch **Bild 4**)

mittlere Brennspannung von 150 V mit Streubereich 144 V...164 V

Brennstrom-Regelbereich 5...30 mA

Zündspannung 180 V

Spannungsdifferenz im gesamten Regelbereich 6 V und

differentieller Wechselstromwiderstand etwa 100 Ω

Der für den Betriebsfall geltende Höchstwert des Vorwiderstandes berechnet sich so:

$$\frac{225\ \text{V} - 164\ \text{V}}{5\ \text{mA} + 10\ \text{mA}} \approx 4\ \text{k}\Omega$$

Der für den Betriebsfall geltende Mindestwert des Vorwiderstandes wird folgendermaßen berechnet:

$$\frac{275\ \text{V} - 144\ \text{V}}{30\ \text{mA} + 10\ \text{mA}} \approx 3{,}3\ \text{k}\Omega$$

Der für die Zündung zu beachtende Höchstwert des Vorwiderstandes bestimmt sich aus Mindestspeisespannung, Zündspannung und Verbraucherwiderstand (150 V : 10 mA = 15 kΩ), zu

$$\frac{225\ \text{V} - 180\ \text{V}}{180\ \text{V}} \cdot 15\ \text{k}\Omega = 3{,}75\ \text{k}\Omega$$

Man wählt somit als Vorwiderstand z.B. 3,6 kΩ. Nun berechnet man die Spannungs-Restschwankung, die sich hier lediglich auf die Speisespannungsschwankung und nicht auf eine Belastungsstromschwankung gründet, unter Zuhilfenahme des Wechselstromwider-

standes. Als solchen darf man hier die als differentieller Wert und damit als Mindestwert angegebenen 100 Ω nicht einsetzen. Dieser Wert gilt lediglich für kleine Schwankungen des Brennstromes um seinen Mittelwert. Es muß vielmehr ein durchschnittlicher Wechselstromwiderstand abgeschätzt werden:

Würde der Regelbereich voll ausgenutzt, so ergäbe sich der Wechselstromwiderstand im vorliegenden Fall mit den 30 mA − 5 mA = 25 mA und der zugehörigen Spannungsdifferenz von 6 V zu 240 Ω. Die 240 Ω stellen den Höchstwert dar. Hier ist der ausgenutzte Teil des Regelbereiches geringer. Um diesen Teil zu ermitteln, sind Mindest- und Höchstwert des Betriebsbrennstromes zu berechnen:

Es gilt für den Mindest-Betriebsbrennstrom:

$$\frac{225\ \text{V} - 150\ \text{V}}{3{,}6\ \text{k}\Omega} - 10\ \text{mA} = 21\ \text{mA} - 10\ \text{mA} = 11\ \text{mA}$$

und für den Höchst-Betriebsbrennstrom:

$$\frac{275\ \text{V} - 150\ \text{V}}{3{,}6\ \text{k}\Omega} - 10\ \text{mA} = 35\ \text{mA} - 10\ \text{mA} = 25\text{mA}$$

Zu dem Stromregelbereich von 11 mA...25 mA darf man den Wechselstromwiderstand mit etwa 180 Ω ansetzen. Hiermit ergibt sich die Spannungs-Restschwankung so:

$$(275\ \text{V} - 225\ \text{V}) \cdot \frac{180\ \Omega}{3600\ \Omega} = 2{,}5\ \text{V}$$

Dies bedeutet ± 1,25 V oder ± 0,8 %

2. Beispiel: Es sollen alle Werte von Beispiel 1 gelten mit Ausnahme des Wertes für den Belastungsstrom. Dieser schwanke nun zwischen 7 mA und 13 mA.

Der für den Betriebsfall geltende Höchstwert des Vorwiderstandes ergibt sich somit zu

$$\frac{225\ \text{V} - 164\ \text{V}}{5\ \text{mA} + 13\ \text{mA}} \approx 3{,}4\ \text{k}\Omega$$

Der für den Betriebsfall geltende Mindestwert des Vorwiderstandes wird folgendermaßen berechnet:

$$\frac{275\ \text{V} - 144\ \text{V}}{30\ \text{mA} + 7\ \text{mA}} \approx 3{,}6\ \text{k}\Omega$$

Der Vergleich beider Ergebnisse zeigt, daß die gestellten Forderungen so nicht zu erfüllen sind: Der erforderliche Mindestwert des Vorwiderstandes liegt nach den vorstehenden Rechnungen über dem sich ergebenden Höchstwert! Mit Rücksicht auf die Zündspannung sollte letzterer sogar nur 2,9 kΩ betragen.

Eine Lösung ergibt sich durch Erhöhen der Speisespannung. Man wählt sie also statt mit 250 V z. B. mit 300 V. Sie schwanke wieder um 10% nach oben und unten, wozu ein Mindestwert von 270 V und ein Höchstwert von 330 V gehören. Damit ergibt sich für den Vorwiderstand ein Mindestwert von rund 5 kΩ und ein Höchstwert von ungefähr 5,8 kΩ. Wird er mit 5,5 kΩ gewählt, so betragen der Mindestwert des Betriebsbrennstromes:

$$\frac{270\ \text{V} - 150\ \text{V}}{5{,}5\ \text{k}\Omega} - 13\ \text{mA} = 22\ \text{mA} - 13\ \text{mA} = 9\ \text{mA}$$

und der Höchstwert des Betriebsbrennstromes:

$$\frac{330\ \text{V} - 150\ \text{V}}{5{,}5\ \text{k}\Omega} - 7\,\text{mA} = 33\,\text{mA} - 7\,\text{mA} = 26\,\text{mA}$$

Hierzu kann man den Wechselstromwiderstand mit etwa 200 Ω ansetzen. Daraus folgt für die beiden Spannungs-Restschwankungen:

$$(330\ \text{V} - 225\ \text{V}) \cdot \frac{200\ \Omega}{5500\ \Omega} = 2{,}2\ \text{V}. \quad \text{Das bedeutet} \pm 1{,}1\ \text{V}$$

$$(13\,\text{mA} - 7\,\text{mA})\ 200\ \Omega \cdot 10^{-3} = 1{,}2\ \text{V}. \quad \text{Das bedeutet} \pm 0{,}6\,\text{V}$$

Die beiden Spannungs-Restschwankungen addieren sich im ungünstigen Fall. Folglich muß mit der Summe der beiden Restschwankungen gerechnet werden. Diese beträgt ± 1,7 V oder ± 1,15%. Geringere Restschwankungen bekommt man mit noch höherer Speisespannung.

Stabilisieren höherer Spannungen

Gemäß **Bild 5** kann man zwei (und entsprechend sogar mehrere) Glimmröhren in Reihe schalten, wenn man bei zwei Glimmröhren parallel zu einer Glimmröhre einen Widerstand R_P mit mehreren Hundert kΩ legt. Beim Einschalten herrscht zunächst die ganze auf R_V entfallende Spannung über R_P an der nicht überbrückten Glimmröhre. Damit zündet diese. Sie brennt nun mit ihrer Brennspannung. Jetzt kann die überbrückte Glimmröhre zünden. Die gesamte vor der Zündung auf R_V entfallende Spannung braucht nur gleich der Summe aus Brennspannung und Zündspannung zu sein.

Stabilisieren niedrigerer Spannungen und von Zwischenspannungen

Bei konstantem Verbraucherstrom kann man ohne die Stabilisierung zu beeinträchtigen, zwischen Stabilisator und Verbraucher einen Spannungsteiler einfügen. Hierbei ist der

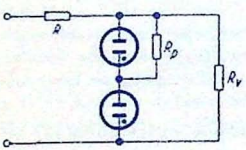


Bild 5

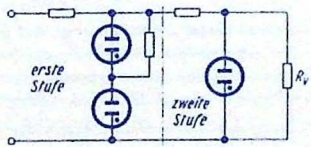


Bild 6

Spannungsteiler für das Dimensionieren der Schaltung in den Verbraucher einzubeziehen Bei schwankendem Verbraucherstrom erhöht sich die Restspannungsschwankung durch das Zwischenschalten des Spannungsteilers.

Stabilisieren bei sehr geringem und hohem Verbraucherstrom

Bei sehr geringem Verbraucherstrom ist eine besonders gute Stabilisierung möglich. Hierfür verwendet man vielfach Referenz-Röhren. Diese arbeiten bei fast völlig mit Glimmlicht bedeckter Kathode. Sie weisen deshalb einen relativ hohen Wechselstromwiderstand auf und erfordern so einen entsprechend hohen Vorwiderstand. Durch besondere Maßnahmen bei der Fertigung erzielt man für die Referenz-Röhren noch wesentlich höhere Konstanz der Brennspannung als für die normalen Typen.

Wo es sich um höhere Verbraucherströme handelt, stabilisiert man mit Hochvakuumröhren. Dabei verwendet man als Regelröhre beispielsweise die EL 34 und als Steuerröhre etwa die EF 80. Eine Glimmröhre (meist eine Referenz-Röhre) hält hier die Gittervorspannung fest.

Stabilisieren in zwei Stufen

Die Spannungs-Restschwankung kann mit Kaskadenschaltung zweier Stufen wesentlich verringert werden. Dabei muß die erste Stufe im allgemeinen wenigstens zwei in Reihe geschaltete Glimmröhren aufweisen, damit für die zweite Stufe eine genügende Spannung verfügbar bleibt (**Bild 6**).

Brennspannung und Lebensdauer

Die Höhe der Brennspannung hängt vor allem vom Material der Kathode und vom Gasdruck ab. Hierbei sind Streuungen unvermeidlich. Diese betragen innerhalb einer Fertigungsserie nur wenige Prozente. Über längere Fertigungszeiträume hinweg können aber die in den „Technischen Daten" genannten Streuungen auftreten.

In der Glimmröhre stellt sich der Dauerzustand erst etwa 3...5 Minuten nach dem Zünden ein.

Die Brennspannung ist etwas temperaturabhängig. Für Referenzröhren liegt der Temperaturkoeffizient jedoch recht niedrig. Er beträgt hierfür einige mV je Grad Celsius und ist negativ.

Die jeweils festgelegten Brennstrom-Grenzwerte dürfen im Interesse der Lebensdauer nur kurzzeitig und nicht beliebig weit über- bzw. unterschritten werden. Überschreiten des oberen Brennstromgrenzwertes bis zu etwa 50% schaden nichts, wenn die Überlastung nicht länger als etwa 20 Sekunden dauert und der Einschaltvorgang, der diese Überlastung bewirkt, nicht zu oft wiederholt wird. Solche Überlastungen ergeben sich, wenn der Verbraucher durch die Anoden- und Schirmgitterzweige von Röhren mit indirekt geheizten Kathoden dargestellt wird.

Unter den hier genannten Voraussetzungen erreichen die Glimmstrecken-Stabilisatoren eine Lebensdauer von vielen 1000 Stunden, bis Unregelmäßigkeit des Zündens sowie meist auch Anstieg der Brenn- und Zündspannung das Ende der Brauchbarkeit ankündigen.

Ableitungen

Mit der Schaltung und den Bezeichnungen von Bild 3 gilt zum Nennwert der Speisespannung U_S:

$$U_S = R(I_B + I_V) + U_B$$

Ändert sich nun die Speisespannung U_S um den Betrag ΔU_S, so wird aus der ersten Beziehung die folgende:

$$U_S + \Delta U_S = R(I_B + I_V) + R(\Delta I_B + \Delta I_V) + U_B + \Delta U_B$$

Zieht man von der zweiten Gleichung die erste Gleichung ab, so bleibt als Restgleichung bestehen:

$$\Delta U_S = R(\Delta I_B + \Delta I_V) + \Delta U_B$$

Diese Gleichung wird durch ΔU_B geteilt. Damit nimmt sie die Form an:

$$\frac{\Delta U_S}{\Delta U_B} = R\left(\frac{\Delta I_B}{\Delta U_B} + \frac{\Delta I_V}{\Delta U_B}\right) + 1$$

Hierin kann man setzen:

$$\frac{\Delta U_B}{\Delta I_B} = R_W \quad \text{sowie} \quad \frac{\Delta U_B}{\Delta I_V} = R_V$$

Das gibt $$\frac{\Delta U_S}{\Delta U_B} = \frac{R}{R_W} + \frac{R}{R_V} + 1$$

Nun ist $R_W \ll R$ und R_V, sowie demgemäß $\frac{R}{R_W} \gg \frac{R}{R_V}$ und 1. Folglich darf man schreiben:

$$\frac{\Delta U_S}{\Delta U_B} \approx \frac{R}{R_W} \quad \text{oder} \quad \Delta U_B \approx \Delta U_S \frac{R_W}{R}$$

Ändert sich der Belastungsstrom I_V um den Betrag ΔI_V, so hat das nur einen geringen Einfluß auf die Spannung, die an der Parallelschaltung aus Glimmröhre und Belastung herrscht, da diese Spannung ja mit der Brennspannung U_B der Glimmröhre übereinstimmt. Das bedeutet, daß die Änderung des Brennstromes ungefähr entgegengesetzt gleich der Änderung des Belastungsstromes sein muß, also

$$\Delta I_B \approx -\Delta I_V$$

Nun ist die Brennspannungsänderung aber gleich dem Produkt aus Brennstromänderung und Wechselstromwiderstand. Das heißt

$$\Delta U_B = \Delta I_B \cdot R_W$$

Aus den beiden letzten Gleichungen ergibt sich schließlich:

$$\Delta U_B \approx -\Delta I_V \cdot R_W$$

Hiermit sind die Grundlagen für die oben angeschriebenen und benutzten Rechenvorschriften gegeben.

Stichwörter-Verzeichnis

A-Betrieb 310
AB-Betrieb 310
Abgeschirmte Fassung 206
Abgleichgenauigkeit, Quarz .. 335
Abgleich von Bandfiltern 151
Ablage 335
Ablenkplatten-Vorspannung ... 324
Absolute Bandbreite 145
Absoluter Pegel 9
Abstrahlen
der Höhen 170
der Tiefen 166
Additive Mischung 276
Äquivalente Schichtdicke 104
Äußere Induktivität 95
Aktivität des Quarzes 334
Aktiver Vierpol 35, 54, 214
Allgemeiner Vierpol 35, 45
Allglasröhren 202
Amerikanische
Abkürzungen 59
Einheiten 89
AM-Unterdrückung 297
Anharmonische Oberwellen .. 332
Anode 203
Anodenbasis-Schaltung 217, 291
Anoden-Neutralisation 291
Anordnen der Röhren 205
Antennen
-Ankopplung 130
-Anschlußwiderstand 128
-Breitbandzusammenschaltung 127
-Physik 124
-Schmalbandzusammenschaltung 127
-Strahlungswiderstand 128
-Überhöhung 129, 158
Aperiodische Parallelresonanzschaltung 335
Aperiodische Schaltung 335
Apostilb 201
Arbeitseinheiten 91
Arbeitsfrequenz des Quarzes .. 335
Arbeitskennlinien und
Gegentaktbetrieb 314
Arbeitstemperatur, Quarz ... 335
Ausgangsleitwert 44
Ausgangstransformator
(-übertrager)
Drahtdurchmesser 177
Eintakt-Endstufe 178
Eisenquerschnitt 174
Ersatzschaltung 174
Felddichte-Scheitelwert 174
für Transistoren 359
Gegentakt-Endstufe 179
Querinduktivität 174
Streuinduktivitäten 178
Wicklungsausführung 178
Windungszahl 176, 177
Ausgangswiderstand 44

Bandbreite 117, 145, 154, 293
elektronische 246
Bandfilter für Zf
Aufbau und Abgleich 151, 157
Diagramme 155

Einstellbarkeit der Bandbreite 152
Kornstellung 152
mehrkreisige 157
Schaltungen 151
Spulen, Wickelsinn 152
Stufenverstärkung mit B 295
Teilspule, bewegliche 152
Übertragungseigenschaften .. 153
Werte 160, 162
zweikreisige 153
Basisschaltung 351
Baß-Reflex 168
B-Betrieb 310
Bel 7
Belasteter Vierpol 41, 44
Beleuchtungsstärke 199
Belichtung 199
Berechnen
Ausgangsübertrager 174
eines Senders 247
Gegenkopplung 234
Netztransformator 185
Transistor Nf-Verstärker 373
Betriebsspannungen für Oszillographen-Röhren 322
Biegerquarze 330
Binäres System 33
Binärzahl/Dezimalzahl 34
Binomial Koeffizienten 28
Binomische Reihe 27
Blechschnitte 177, 184, 192, 193, 194, 195, 360
Blindröhre 221
Bremsgitter-Neutralisation 290
Brenner 202
Brückengleichrichter 181
Brückenschaltungen in selbstschwingender Mischstufe . 284, 287
Buttler Schaltung 336

Candela 199
Carcinotron 244
Cga-Rückwirkung 294
Collectorschaltung 351
Colpittsschaltung 254

Dämpfungsdekrement 145
Dämpfungsfaktor 144, 155
Dämpfung von Leitungen 108
dB 7
D-Betrieb 311
Determinante
Begriff 57
Rechenregeln 58
Rechnung 55
Dezibel 7
Dezibel-Neper-Tafel 12
Dezimalzahl/Binärzahl 34
Dezimeterwellenschaltungen .. 260
Dichtesteuerung 260
Dickenscherschwinger 331
Dielektrikum 147
Differentialquotient 16
Differentialrechnung 16
Differentiationsregeln 16
Diodengleichrichter 352
Dipol
Halbwellen- 124
Ganzwellen- 125
Halbwellenfalt- 124
Direkter Piezo Effekt 329
Direkt geheizte Kathoden 202

Direktor 127
Doppelleitungen
Arten 106, 109
Induktivität 96
Kapazität 113
Leitungsdämpfung 108
Wellenwiderstand 106
Doppelverstimmung 144
Doppelweggleichrichter 181
Doppler-Effekt 173
Drahtantenne 129
Drahtdurchmesser 177
Drahtringe, Induktivität 97
Drahttabelle 196, 197, 361
Dreipunktschaltung 269
Dreischenkelkern 182
Drosseln, Näherungsformeln ... 98
Drossel ohne Eisenkern 99, 100
Druckeinheiten 91
Durchlaßkurve, Europ. Norm ... 121
Durchmesser von Drähten .. 196, 197
Dynamische Kapazitätsänderungen und deren Kompensation 301

Eckentlautsprecher 168
Eco-Schaltung 254
El-Blechschnitte ... 177, 192, 193, 360
Eigenkapazität von Spulen 102
Eigenresonanz des Lautsprechers 168
Eigenwelle von Spulen 102
Eindringtiefe 104
Einfache Verstimmung 144
Eingangskreise 161
Eingangsleitwert 41, 211
Eingangsschaltung mit Transistor 351
Eingangsüberhöhung 129
Eingangswiderstand 41
Eingangswiderstände von Leitungen 110
Eingangswindungszahl 176
Einheiten
Arbeit 91
Beleuchtungsstärke 200, 201
Druck 91
Kraft 90
Leistung 90
Leuchtdichte 199, 201
Lichtstärke 199
Lichtstrom 199
Raumwinkel 200
Einheitshyperbel 13
Einheitskreis 13
Einsattelung 154
Einströmung 214
Einweggleichrichter 181, 190
Eintakt-Endstufe 178, 304
Einzelkreis-Stufenverstärkung .. 293
Eisenkern mit Luftspalt 93, 175
Eisenquerschnitt 174
Eisenweglänge 176
Elektrische Antenne 129
Elektron
im elektrischen und magnetischen Feld 132
im magnetischen Wechselfeld 140, 142
im stationären Magnetfeld 136, 138
Elektronenbahn 134, 137
Elektronenbewegung 135, 138
Elektronen-Röhren, Aufbau 202
Elektronische Bandbreite 246
Emissionsschicht 202

Emitterschaltung 351
Empfangsantennen 124
Endstufen
Eintakt- 304
Gegentakt- 314
„end-to-end"-Bauweise 261
Englische
Abkürzungen 59
Einheiten 89
Entdämpfen des Mischstufen-eingangs 274
Europäische FS-Norm 121
Exponentialtrichter 169

Faktor *j* 24
Fakultäten 28
Faltdrahtbronner 203
Fassungen
abgeschirmte 206
Ausziehkraft 206
Eindrückkraft 206
federnde 206
Prüfen 206
Verdrahten 206, 207
Fassungs-Lehrdorn 206
Federnde Fassung 206
Felddichte-Scheitelwert 174
Fernseh-Antennen 124
Fernseh-Bereiche 120
Fernseh-Normen 121, 123
Ferrit-Antenne 130, 352
Filterquarze 329
Flachgitter 203
Flächenscherschwinger 331
„folded-back"-Anordnung 261
Footcandle 201
Foot-Lambert 201
Formgitter 203
Fortpflanzungsgeschwindigkeit in Leitungen 108
Fourier-Reihen 29
Frequenzabhängige Gegen-kopplung 232
Frequenzänderungen, temperaturbedingt 146, 334
Frequenzbeeinflussen beim Multivibrator 321
Frequenzbereiche
der Musikinstrumente 164
des Gesanges 164
Frequenzhub (Reaktanzröhre) . 222
Frequenzen und Wellen 116
Fußpunktkopplung (Bandfilter) . 151

Gabelfeder 205
Ganzwellendipol 125
Gegenkopplung .. 226, 258, 305, 368
Gegentaktbetrieb
Arbeitskennlinien 314
Ausgangstransformator . 179, 311
Endstufen 310
Gegenkopplung 239, 240
Gittervorspannung 317
mit Transistoren 358
Gegentaktgleichrichter 181
Gehäuse (für Lautsprecher)
geschlossene 167
hinten offene 167
Geometrische Reihe 27
Germanium-Dioden
im Ratiodetektor 300
im Ringmodulator 326
Vorteile 300
Gesang, Frequenzbereich 164

Geschwindigkeitsspannung ... 133
Getter ... 204
Gewicht (Masse)
von Drähten ... 196, 197
Gitter ... 203
-Ableitwiderstand ... 208, 209
-Anodenkapazität ... 287
-Basisschaltung ... 216, 260, 291
-Emission, thermische ... 209
-Neutralisation ... 288
Gitterstrom ... 208, 209, 210
-Einsatzpunkt ... 208
-Kennlinien ... 208
Gitterbasisschaltung
(Dezimeterwellen) ... 260
Gitterbasisschaltung
(als Vierpol) ... 216
Gittervorspannung bei
Gegentaktbetrieb ... 317
Gleichlaufzeichen,
Europäische Norm ... 121
Gleichrichterschaltungen ... 181
Gleichstromleistung bei
Endstufen ... 304
Gleichungspaare der Vierpole . 38
Glimmstrecken-Spannungs-
stabilisator
Aufbau und Arbeitsweise ... 383
Brennspannung und Lebens-
dauer ... 389
Eigenschaften ... 383
Schaltung ... 384
Vorwiderstand ... 385
Graetzgleichrichter ... 181, 190
Grundintegrale ... 17
Grundkoeffizienten der Vierpole 40
Halbwellen
-Direktor ... 127
-Faltdipol ... 124
Gitterbasisschaltung
(Neutralisation) ... 291
Hartley-Schaltung ... 254
Hautwirkung ... 103
Heizfaden ... 202
Heizung der 2 C 39 A ... 267
Hf-Litze behandeln ... 105
Hf-Stufen-Stabilität ... 286
Hohlkugel, Kapazität ... 114
Hörkurven ... 165
Huth-Kühn-Schaltung ... 254
Hyperbel-Funktionen ... 13

Impedanz-Wandlung ... 229
Impulsbreite
bei Sperrschwingern ... 319
Impulsfolge
bei Sperrschwingern ... 319
Impulsfolgefrequenz ... 321
Indirekt geheizte Kathode ... 202
Induktivität
äußere ... 95
allgemein ... 93
Doppelleitung ... 96
Drahtringe ... 97
innere ... 95
koaxiales Kabel ... 96
Leitungen ... 95
Luftspulen ... 97
Induktive Kopplung ... 151
Induktiver Widerstand ... 100
Innere Induktivität ... 95

Phasensymmetrie 308
Phasenumkehr 257, 306
Phon, Schallbeispiele 165
Phot 201
Photometrische Begriffe
und Einheiten 198
Photometrisches
Lichtäquivalent 200
Physikalische Maßeinheiten 90
Pico-Röhren, „Umgang mit" ... 205
Piezoelektrischer Effekt 329
Positiver Gitterstrom 208
Pond 90
Preßteller 204
Primärstrahler 201
Prüfen der Fassungen 206
Punktförmige Lichtquelle 200

Quarz als Schaltelement 329
Quarzbelastung 337
Quarzdaten-Fachausdrücke 335
Quarze für die Nachrichten-
technik 329
Quarzersatzschaltung 332
Quarzgüte 332
Querinduktivität 174
Querschnitt von Drähten ... 196, 197

Radiant 200
Ratiodetektor
mit Germanium-Dioden 300
mit Röhren-Dioden 296
Ratiofilter 160, 163, 196, 300
Raumwinkel 200
RC-Netzwerke 256
RC-Phasenschieber 255
Reaktanzröhre 221
Reaktanzvierpol 35
Rechenregeln
für Determinanten 58
für Faktor j 24
für komplexe Werte 25
Rechnen
mit dB 8
mit Matrizen und Determinanten 55
Reflektor (Antenne) 126
Reflexklystron 246
Regeln
für Differentiation 16
für Integration 20
für Vorzeichen 25
für Serienschaltung (Vierpole) 45
für Kettenschaltung (Vierpole) 47
Reihen 27, 29
Relative Bandbreite 145
Permeabilität 93
Relativer Pegel 9
Resonanzdrossel 100
Resonanzfrequenzen (Quarz) .. 333
Resonanzkreise 143, 146
Resonanzkreisfrequenz 144
Resonanzwiderstand 144
Reziproke Selektion 155
Reziproker Piezo-Effekt 329
Ringkerntransformator 183
Ringmodulator 326
Rosenthal-Kondensatoren 147
-Spulen 148
Röhren
als aktiver Vierpol 214
als Blindwiderstand 221
Anordnen 205

Integralrechnung 17
Integrationsregeln 20
Intermodulation 173
Isolation des Gitters 208
Isolierscheibe 204

Kabel 96, 108, 113
Kanalabstand 120, 154
Kapazität 112
  Doppelleitung 113
  Formeln 112
  koaxiales Kabel 113
  Kondensator 112
Kapazitive Kopplung 151
Kapazitiver Widerstand 114
Kathode 202
Kathodenbasis-Schaltung .. 215, 217
Kehr-Doppelwendel 203
Kelchfeder 205
Keramik-Dielektrikum 147
Kernstellung bei Bandfiltern ... 152
Kerntransformator 182, 184
Kernwerkstoffe 184
Kernwiderstand (Netztrafo) 40
Kettenschaltung von Vierpolen . 45
Klaviatur 164
Klirrfaktor, Klirrgrad 305
Koaxiales Kabel 96, 107
  Dämpfung 109
  Induktivität 96
  Kapazität 113
Koaxial-Schwingkreise 260
Koeffizienten der Vierpole 49
Koeffizienten-Umrechnung ... 51, 52
Kollektor siehe Collector 351

Kompensation (Temperaturgang von Schwingkreisen)
  dynamisch 149
  statisch 149
Komplexe
  Spannungsverstärkung 41
Komplexe Werte 24
Kompressorsystem
  (Lautsprecher) 170
Kondensator-Dielektrikum 147
Kondensator-Schaltungen,
  Temperatur-Koeffizient 147
Konjugiert komplexe Werte ... 26
Kontaktfederformen 205
Kopfkopplung 151
Koppelschleife 262
Koppelstift 262
Kopplung
  Fußpunkt- 151
  induktive 151
  Kopf- 151
  kritische 153, 155
  normierte 153
  Serienspulen- 151
  überkritische 153, 155
  unterkritische 153, 155
Kopplungsfaktor 151, 153, 155
Krafteinheiten 90
Kreise und Bandfilter 158
Kreisgüte 144
Kritische Kopplung 153, 155
Kühlung der 2C39A 267
  von Senderöhren 338
Kugel, Kapazität 114
Kupferfüllfaktor 187
Kurzgeschlossene Leitung .. 110, 111

Längsschwinger 330
Laufzeitröhren 241
Laufzeitsteuerung 241
Laufzeitwinkel 212
Lautsprecher, Eigenresonanz ... 168
Lautstärken in Phon 165
Leistungsbezugswert 9
Leistungseinheiten 90
Leistungsverstärkung 41, 44
Leiter,
gestreckt-Induktivität 95
Leitung,
kurzgeschlossen 110, 111
offen 109, 111
Leitungen
Dämpfung 108
Induktivität 95
Preisverhältnisse 109
Leitungsdämpfung 108
Leitwertmatrix 50
Leuchtdichte 198, 201
Leuchtquarz 329
Lichtäquivalent 200
Lichtausbeute 199
Lichtquelle, punktförmig 200
Lichtstärke 198
Lichtstrom 198
Linearer Vierpol 36
Linsenfelder 136
Logarithmische Maße 7
Lötquarz 329
Luftkühlung 338
Luftspalt im Eisenkern 93
Luftspulen-Induktivität 97
Lumen 199
Lux 200
Mac Laurinsche Reihe 27
Magnetische
Ausstreuung 183
Einstreuung 183
Manteltransformatoren 182, 184
Maßeinheiten, physikalische ... 90
Matrix
Begriff 55
Kehrwert 56
singuläre 57
Matrizen
Addition 55
Darstellung der Vierpole 49
Division 56
Gleichheit 55
Multiplikation 55
M-Blechschnitte 192, 193
Mechanisches Lichtäquivalent .. 200
Mehrebenen-Antennen 127
Meißner-Schaltung 254
Millimeter/Zoll 92
Mischschaltungen 276
Mischsteilheit 277
Mischstufen 276
Mischstufe, selbstschwingend 268, 273
Modulationsarten 117
Modulatordämpfung 327
Multiplikative Mischung 276
Multivibrator 318
Musikinstrumente,
Frequenzbereiche 164

Nachbeschleunigungsspannung . 322
Näherungsformeln für Spulen
und Drosseln 98
Näherungsgleichungen 21

Negativer Gitterstrom 208
Neper 9
Neper-Dezibel-Tafel 12
Netztransformator
Berechnungsgang 185
Blechschnitte 184
Gleichrichterschaltungen 181, 190
Kernwerkstoffe 184
Netzwicklung 181
Schutzwicklung 183
Streuungen 183
Transformatoreisen 182
Verluste 187
Wicklungsanordnung 182
Netzwerke
(RC-Phasenschieber) 255
Neutralisieren bei Transistoren 354
Neutralisation der Zwischenbasisstufe 273
Neutralisations
-Brücke 288
-Faktor 289
-Schaltungen 286, 294
Nf-Ausgangstransformator
Drahtdurchmesser 177
Eintakt-Endstufe 178
Eisenquerschnitt 174
Ersatzschaltung 174
Felddichte-Scheitelwert 174
für Transistoren 359
Gegentakt-Endstufe 179, 311
Querinduktivität 174
Streuinduktivitäten 178
Wicklungsausführung 178
Windungszahl 176, 177
Nf-Eintakt-Endstufen 304
Nf-Gegentakt-Endstufe
mit Transistoren 358
Nf-Gegentakt-Endstufen 310
Nf-Verstärker,
Gegenkopplungen 226
Nit 201
Normalfrequenz-Oszillatoren .. 336
Normierte
Kopplung 153
Verstimmung 145, 153
Nullpegel 9
Nullspannung 296

Oberwellenquarze 331
Offene Leitung 109, 111
Oszillator-Brücke 284
Oszillatorkreise 159, 161
Oszillatorschaltungen
mit Schwingkreisen 254
mit RC-Phasenschiebern 255
für Quarze 335
Oszillatoren für Normalfrequenz 336
Ovalgitter 203
Ovalkolben 202

Parallelresonanzkreise 143
Pascalsches Dreieck 28
Passiver Vierpol 35, 54
P-Blechschnitte 184, 194, 195
Pegel
absolut 9
relativ 9
Pegelwerte, Europäische FS-Norm 122
Permeabilität 93, 175
Phasenschieber mit RC 255

-Eingangsleitwert 211
Elektronenwellen- 244
Fassungen 205
Laufzeit- 241
Magnetfeld- 244
Nf-Eintakt-Endstufen 304
Oszillator-Schaltungen .. 254, 255
Phasenumkehr mit EBC 91 und ECC 83 306
Ratiodetektor 296
Rückwärtswellen- 244
Schwing- und Verstärkerstufen mit 2 C 39 A und 2 C 40 260
Trift- 245
UKW-Teil mit DC 90 und DC 96 268
mit ECC 85 272
Ultralinearschaltung 240
„Umgang" mit 205
Wanderfeld- 242
Röhrendioden-Vorteile 300
Röhrenschaltungen/Transistorschaltungen (Gegenüberstellung) 351
Röhrenschaltungen-Vierpol-Ersatzbilder 215, 216, 217, 218
Rückkopplungsgrad 226
Rückwirkungsleitwert 40
Rückwirkungswiderstand 40
Rundfunkbereiche 120
Rundkolben 202

Sekundärstrahler 201
Selbsterregung, Sicherheit gegen 286
Selbstschwingende Mischstufe 268, 273, 284
Selbstschwingende Mischstufe, temperaturkompensiert 149
Selektion, reziproke 155
Selektionskurven für Bandfilter 155
Sendearten
Bandbreiteformeln 118
Kennzeichnung 117
Serienresonanzkreise 143
Serienschaltung von Vierpolen . 45
Serienspulenkopplung 151
Sicherheit gegen Selbsterregung (Sicherheitsfaktor) 286
Siedekühlung 338
Singuläre Matrix 57
Skineffekt 94, 103
Spanngitter 203
Spannungsbezugswert 9
Spannungsgegenkopplung 227, 228, 231, 232
Spannungsstabilisator
Aufbau und Arbeitsweise 383
Brennspannung und Lebensdauer 389
Eigenschaften 383
Schaltung 384
Vorwiderstand 385
Spannungsverhältnis 144
Spannungsverstärkung 41, 44
Sperrschwinger 318
Spulen
Bandfilter, Wickelsinn 152
Eigenkapazität 102
Eigenwelle 102
Güte 144
Näherungsformeln 98

temperaturkonstanter Resonanzkreise 147
Subminiaturröhren 202
Summenrichtspannung 296
Symmetrischer Vierpol 36, 54
Schabefeder 205
Schallabstrahlung 166
Schallbündelung 171
Schallstrahlenkrümmung 172
Schallwände 166
Schaltungen der Vierpole 48
Schaltungsbeispiele
Messen der dynamischen Transistorkennwerte 343
Mischstufen 278, 351
Nf-Gegentakt-Verstärker mit Transistoren 357
Oszillator mit RC-Phasenschieber 259
Quarzoszillatoren 335
Ratiodetektor
mit Germanium-Dioden 300
mit Röhren-Dioden 299
selbstschwingende Mischstufe und Zf-Verstärker mit Transistoren 350
Stromversorgung von Oszillographen-Röhren 322
Übergang Eintakt auf Gegentakt 306
UKW-Teil
mit DC 90 und DC 96 270
mit ECC 85 272
Wobbler für 10,7 MHz 224
Zf-Verstärker mit Transistoren 350
Scheibenfuß 204
Scherschwinger 331
Schirmgittergegenkopplung 230
Schirmgitter-Neutralisation 291
Schlechtes Vakuum 209
Schutzwicklung 183
Schwarzer Körper 200
Schwingkreis 143, 146
Schwingneigung 334
Schwingquarze 329
Schwingschaltungen (Oszillatorschaltungen) 254, 255, 335
Schwing- und Verstärkerstufen mit Koaxialkreisen 260
Stabdurchmesser bei Antennen . 128
Stabilisieren
höherer Spannungen 388
niedriger Spannungen 388
in 2 Stufen 389
Stabilisierung des Transistor-Arbeitspunktes 366
Stabilität der Hf- und Zf-Stufen . 286
Stahlstiftphantom 207
Sterad, Steradiant 200
Steuergitter-Neutralisation 288
Stiftricht-Vorrichtungen 207
Stilb 199
Strahlergruppen 171
Strahlungskühlung 338
Strahlungswiderstand bei Antennen 128
Streuinduktivitäten 178
Streuungen 183
Strombelastbarkeit von Drähten 196, 197
Strombezugswert 9
Stromflußwinkel 247

Stromgegenkopplung 227, 229
Stromverdrängung 105
Stromverhältnis 144
Stromversorgung
bei Gegentaktbetrieb 315
von Oszillographenröhren ... 322
Stromverstärkung 229
Stufenverstärkung
mit Bandfilter 295
mit Einzelkreis 293
Symmetrische Doppelleitung 96, 105, 107

Taylorsche Reihe 27
Teildämpfung 327
Temperaturabhängigkeit, Reproduzierbarkeit 146
Temperaturgang-Kompensation 149
Temperaturkoeffizient von Kondensatorschaltungen 147
Temperaturkompensation von Kreisen 148
Temperaturkonstante Resonanzkreise 146
Temperaturstabilisierung der Transistor-Gegentaktendstufe 363
Temperaturunabhängigkeit erreichen 146
Thermische Gitteremission 209
Toleranzen, Europäische Norm . 122
Tonsäulen 172
Transformationsleitung 111
Transformatoreisen 182
Transistoren
Arbeitspunkt stabilisieren ... 366
Betrag der Steilheit 342
Eingangswiderstand 343, 347
Gegentakt-Ausgangsübertrager 359
Gegentakt-Endstufe 358
Innenwiderstand 344, 347
Kernbezeichnungen 360
Komplexe Rückwirkung 345
Messen der dynamischen Kennwerte 342
Mischstufe, selbstschwingend . 350
Neutralisation 286, 354
Stromverstärkung 346
Temperatur-Stabilisierung ... 363
Treiberstufe
mit Gegenkopplung 368
ohne Gegenkopplung 367
Treiber-Transformator 364
Verlustleistung 358
Vorstufe 369
Zf-Verstärker 352
Transistorschaltungen/Röhrenschaltungen 351
Treiberstufe
mit Transistoren 367, 368
Treibertransformator 364

Übergang 50 Hz auf 60 Hz 189
Übergang von Eintakt auf Gegentakt 306
Überkritische Kopplung 153, 155
Übertragungsarten 117
Übertragungsleitwert 41, 44
Übertragungswiderstand 41, 44
UKW-Antennen 124
UKW-Mischstufe 268, 272, 284

UKW-Teil
mit DC 90 und DC 96 268
mit ECC 85 272
Ultox 242
Ultralinearschaltung 240
Umwandlerfilter 299, 300
„Umgang" mit Pico-Röhren 205
Umkehrbarer Vierpol 36, 54
Umkehrpunkt 334
Umrechnen
der Koeffizienten 51, 52
Neper in Dezibel 11
Umwandler-Kennlinie 297
Unerwünschte Frequenzen
unterdrücken 328
Unterkritische Kopplung ... 153, 155

Vakuum, schlechtes 209
Verdrahten der Fassung 206
Verhältnisgleichrichter 296, 300
Verkürzungsfaktor 108
Verluste im Transformatoreisen 187
Verlustfaktor 114
Verlustwiderstände 143, 144
Verlustwinkel 114
Verlustziffer 184
Verstärkerstufen mit 2 C 39 A
und 2 C 40 260
Verstärkung, höchstzulässige .. 286
Verstimmung
doppelte 144
einfache 144
normierte 145
Verzerrungen 305
Verzögerungsleitung 242

Vierpol
aktiver 35, 54
allgemeiner 35
Arten 35, 54
belasteter 41
Ersatzschaltbilder der Röhre . 215
Gleichungspaare 38
Grundkoeffizienten 40
Grundsätzliches 35
Kettenschaltung 45
Koeffizientenbedingungen ... 54
Koeffizienten in Matrizen-
darstellung 49
Koeffizientenumrechnung .. 51, 52
linearer 36
passiver 35, 54
Schaltungen 48
Serienschaltung 45
symmetrischer 36, 54
umkehrbarer 36, 54
Viertelwellenleitung als Wandler 111
Vorkreise 159
Vorzeichenregeln 25
V-Wendel 203

Wanderfeldröhre 242
Wasserkühlung 338
Wechselstromleistung
bei Endstufen 304
Wechselstromleitwert 145
Wechselstromwiderstand 145
Wellen und Frequenzen..... 116
Wellenwiderstand 106
Wickelsinn von Bandfilterspulen 152
Wicklungsausführung 178, 182

Widerstand
induktiv 100
kapazitiv 114
Widerstandsmatrix 50
Widerstand von Drähten .. 196, 197
Wiederholungsfrequenz 321
Windungen je cm² 176
Windungszahl 176, 177
Winkelfunktionen 13
Wirkungsgrad (Endstufe) .. 312, 313
Wobbler für 10,7 MHz 224

X bei Zwischenbasis-Schaltung .. 272

Zf-Bandfilter
Aufbau und Abgleich 151, 157
Kernstellung 152
mehrkreisige 157
Regelbarkeit der Bandbreite . 152
Schaltungen 151
Selektionskurven 155
Spulen, Wickelsinn 152
Stufenverstärkung 295
Teilspule 153
Übertragungseigenschaften .. 153
Werte 160, 162
zweikreisige 153
Zf-Brücke 274, 284
-Stufenstabilität 286
-Verstärker mit Transistor 352
-Verstärkerstufen 293
Zehnersystem 33
Zeitkonstante 145
Ziehkapazität 333
Zoll/Millimeter 92
Zweier-System 33
Zweischenkelkern 182
Zweistrahlröhren 325
Zweiweggleichrichter 181, 190
Zwischenbasis-
Schaltung 218, 272, 291
Zwischenkreis 159